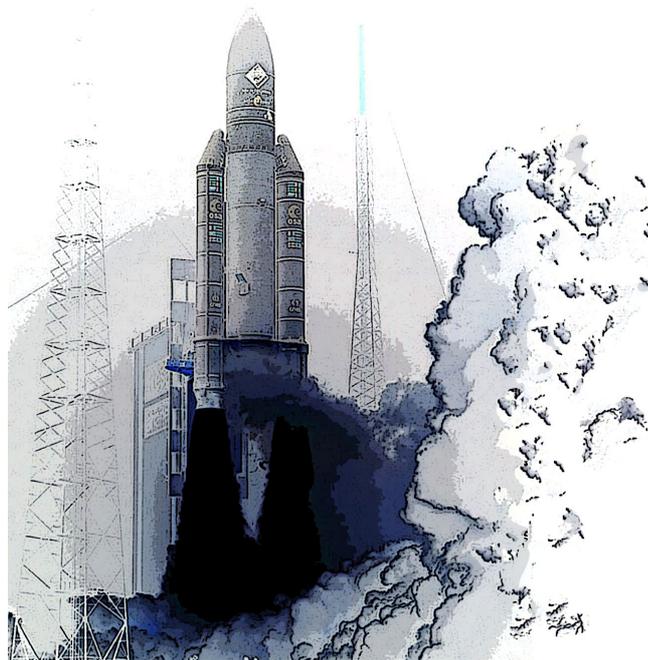




INSTITUTO DE ASTROFÍSICA DE ANDALUCÍA
CONSEJO SUPERIOR DE INVESTIGACIONES CIENTÍFICAS
DEPARTAMENTO DE ARQUITECTURA Y TECNOLOGÍA DE
COMPUTADORES
UNIVERSIDAD DE GRANADA

*Aplicación de dispositivos FPGA a la instrumentación
espacial: los instrumentos GIADA y OSIRIS de la misión
Rosetta*



Tesis doctoral

ANTONIO C. LÓPEZ JIMÉNEZ

Granada, abril de 2006



INSTITUTO DE ASTROFÍSICA DE ANDALUCÍA
CONSEJO SUPERIOR DE INVESTIGACIONES CIENTÍFICAS
DEPARTAMENTO DE ARQUITECTURA Y TECNOLOGÍA DE
COMPUTADORES

UNIVERSIDAD DE GRANADA

*Aplicación de dispositivos FPGA a la instrumentación
espacial: los instrumentos GIADA y OSIRIS de la misión
Rosetta*

Memoria presentada por Antonio C. López Jiménez

Para optar al grado de

Doctor por la Universidad de Granada

Fdo: Antonio C. López Jiménez

D. José Juan López Moreno, Doctor en Ciencias Físicas e Investigador Científico del Instituto de Astrofísica de Andalucía (C.S.I.C.), y D. Rafael Rodrigo Montero, Doctor en Ciencias Físicas y Profesor de Investigación del Instituto de Astrofísica de Andalucía (C.S.I.C.)

CERTIFICAN que la memoria titulada “Aplicación de dispositivos FPGA a la instrumentación espacial: los instrumentos GIADA y OSIRIS de la misión Rosetta” ha sido realizada por D. Antonio C. López Jiménez bajo su dirección en el Instituto de Astrofísica de Andalucía del Consejo Superior de Investigaciones Científicas. Esta memoria constituye la tesis que D. Antonio C. Lopez Jiménez presenta para optar al grado de Doctor por la Universidad de Granada.

Granada, 1 de abril de 2006

Fdo: José Juan López Moreno
Director de Tesis

Rafael Rodrigo Montero
Director de Tesis

Agradecimientos

Me gustaría expresar mi enorme gratitud a mis compañeros que han trabajado conmigo en los proyectos GIADA y OSIRIS: Julio Rodríguez, José María Jerónimo y Rafael Morales. Además a Vic Brown, Miguel Herranz, Jose María Castro, Justo Sánchez, Fernando Girela, Ignacio Olivares, Miguel Andrés Sánchez e Isabel Bustamante. Gracias a todos ellos he podido realizar este trabajo.

A mis dos directores de tesis, los profesores José Juan López y Rafael Rodrigo, me gustaría expresarles mi profundo agradecimiento por su dedicación y trabajo, y sobre todo, por que siempre me animaron a que algún día realizase esta tesis. Gracias por creer en mí.

Quisiera también dar las gracias al equipo de GIADA en Italia, al Pr. Luigi Colangeli y al Dr. Pasquale Palumbo del IUN-OAC en Nápoles, con los que he tenido el placer de trabajar y que me han proporcionado los datos necesarios para los resultados de las calibraciones. Y en general, a todo el equipo de GIADA.

También quiero dar las gracias a todo el personal de la UDIT, al personal de administración, especialmente a Cristina Torrededía, y al resto del personal del IAA, de los que me gustaría destacar a las doctoras Luisa Lara y Olga Muñoz. A su director, el Dr. Jose Carlos del Toro que siempre me ha dado buenos consejos para la elaboración de este trabajo.

A mi tutor, el Dr. Gonzalo Olivares, al Dr. Carlos García y al Dr. Alberto Prieto por su enorme ayuda para la presentación de esta memoria y en general a todo el

Departamento de Arquitectura y Tecnología de Computadores de la Universidad de Granada por su comprensión y apoyo.

Al Ministerio de Educación y Ciencia que subvencionó los proyectos que han permitido el desarrollo de estos instrumentos.

Y, por último, no puedo dejar de acordarme de las personas que han estado siempre tan cerca de mí. De mi familia, de mis hermanas, de mis padres, que siempre me apoyaron y me dieron aliento. De mis hijas, a las que he quitado tanto tiempo de convivencia, y de mi esposa, Marisa, por que sin ella jamás hubiera podido realizar este trabajo. A ella dedico esta tesis.

A Marisa

Índice

INTRODUCCIÓN	I
1 LA MISIÓN ROSETTA.....	1
1.1 EL INTERÉS CIENTÍFICO DE LOS COMETAS	1
1.2 DEL COMETA 46P/WIRTANEN AL 67P/CHURYUMOV-GERASIMENKO	3
1.3 MISIONES COMETARIAS	5
1.3.1 <i>ISEE-3/ICE</i>	6
1.3.2 <i>Las misiones Vega-1 y Vega-2</i>	7
1.3.3 <i>Suisei y Sakigake</i>	7
1.3.4 <i>Giotto</i>	8
1.3.4.1 Objetivos científicos de Giotto	9
1.3.4.2 Resultados obtenidos.	9
1.3.5 <i>Deep Space 1</i>	11
1.3.6 <i>Contour</i>	12
1.3.7 <i>Stardust</i>	12
1.3.8 <i>Deep Impact</i>	13
1.4 LA MISIÓN ROSETTA	14
1.5 OBJETIVOS CIENTÍFICOS DE ROSETTA	16
1.6 LA CARGA ÚTIL DE ROSETTA: EL ORBITAL Y EL VEHÍCULO DE ATERRIZAJE.....	17
1.6.1 <i>Instrumentos del orbital</i>	17
1.6.1.1 <i>Alice</i>	17

1.6.1.2	CONSERT (COMet Nucleous Sounding Experiment by Radiowave Transmission)	18
1.6.1.3	COSIMA (COMetary Secondary Ion Mass Analyzer)	18
1.6.1.4	MIDAS (Micro Imaging Dust Analysis System)	19
1.6.1.5	MIRO (Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter)	19
1.6.1.6	ROSINA (Rosetta Orbiter Spectrometer for Ion and Neutral Analysis)	19
1.6.1.7	RPC (Rosetta Plasma Consortium)	20
1.6.1.8	RSI (the Rosetta orbiter Radio Science investigations)	20
1.6.1.9	VIRTIS (Visible InfraRed Thermal Imaging Spectrometer)	20
<i>1.6.2</i>	<i>Instrumentos de Philae</i>	<i>21</i>
1.6.2.1	APX (Alpha Xray Spectrometer)	21
1.6.2.2	ÇIVA(Comet nucleus Infrared and Visible Analyser)	21
1.6.2.3	COSAC (COMetary Sampling And Composition experiment)	22
1.6.2.4	CONSERT	22
1.6.2.5	MUPUS (MULTI-PURpose Sensor experiment)	22
1.6.2.6	MODULUS/PTOLEMY (Method Of Determinig and Understanding Light elements from Unequivocal Stable isotope compositions)	22
1.6.2.7	ROLIS (ROsetta Lander Imaging System)	23
1.6.2.8	ROMAP (ROsetta lander MAGnetometer and sPectrometer)	23
1.6.2.9	SD ² (Sampling Drill and Distribution system)	23
1.6.2.10	SESAME (Surface Electrical, Seismic and Acoustic Monitoring Experiment)	23
2	LOS INSTRUMENTOS GIADA Y OSIRIS	25
2.1	INTRODUCCIÓN	25

2.2	GIADA (GRAIN IMPACT ANALYSER AND DUST ACCUMULATOR)	25
2.2.1	<i>Objetivos científicos de GIADA</i>	26
2.2.2	<i>Descripción del instrumento</i>	27
2.2.3	<i>GIADAI</i>	28
2.2.4	<i>GIADA-2</i>	30
2.2.5	<i>GIADA-3</i>	31
2.3	OSIRIS (OPTICAL, SPECTROSCOPIC AND INFRARED IMAGING SYSTEM)	32
2.3.1	<i>Objetivos científicos del instrumento OSIRIS</i>	32
2.3.2	<i>Descripción del instrumento</i>	33
2.3.3	<i>La electrónica de OSIRIS</i>	37
3	LAS PECULIARIDADES DEL DISEÑO ELECTRÓNICO EN APLICACIONES ESPACIALES	41
3.1	INTRODUCCIÓN	41
3.2	EL DISEÑO MECÁNICO.	42
3.3	EL DISEÑO TÉRMICO.	43
3.4	LOS PROBLEMAS DE INTERFERENCIAS ELECTROMAGNÉTICAS.	45
3.4.1	<i>Supresión en los circuitos impresos.</i>	45
3.4.2	<i>Filtrado y aislamiento.</i>	46
3.4.3	<i>Los apantallamientos.</i>	46
3.4.4	<i>Grounding (La puesta a “tierra”).</i>	46
3.5	UN ENTORNO DE RADIACIÓN.	48
3.6	EFFECTOS DE LA RADIACIÓN EN LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS.	49
3.6.1	<i>Dosis Total de Ionización (TID).</i>	49

3.6.2	<i>Daño por Desplazamiento (DD)</i>	50
3.6.3	<i>Efectos de Eventos Individuales (SEE)</i>	50
3.7	MITIGACIÓN DE LOS EFECTOS DE LA RADIACIÓN	51
3.7.1	<i>Las redundancias</i>	53
3.8	FPGAS EN EL ESPACIO: UNA ALTERNATIVA A LOS PROBLEMAS.	56
3.8.1	<i>La RH1280 de ACTEL</i>	58
3.8.2	<i>Mitigación de efectos de SEU en FPGAs</i>	60
4	LA ELECTRÓNICA DEL INSTRUMENTO GIADA	63
4.1	DESCRIPCIÓN GENERAL	63
4.1.1	<i>La electrónica de proximidad</i>	64
4.1.2	<i>La electrónica principal</i>	64
4.2	LA TARJETA PS/DPU.....	67
4.2.1	<i>La fuente de alimentación</i>	67
4.2.2	<i>La unidad procesadora de datos (DPU)</i>	71
4.3	LA FPGA DE LA TARJETA PS/DPU.....	77
4.3.1	<i>Latches y buffers</i>	78
4.3.2	<i>Output Pads</i>	78
4.3.3	<i>Decodificador de direcciones (Address decoder)</i>	78
4.3.4	<i>EDAC</i>	79
4.3.5	<i>El controlador de interrupciones</i>	82
4.3.6	<i>Temporizador de 1/16 s</i>	84
4.3.7	<i>Lógica de control de telecomandos y telemidas</i>	85
4.3.8	<i>Reset y Watch-Dog</i>	86

4.3.9	<i>Lógica de control de las entradas y salidas.</i>	87
4.3.10	<i>Puerto serie de pruebas.</i>	88
4.3.11	<i>Controlador del motor paso a paso.</i>	90
4.3.12	<i>Contador/ Temporizador de 12 bits.</i>	91
4.4	LA TARJETA ANALÓGICA.	92
4.4.1	<i>El sistema de conversión analógica a digital (A/D).</i>	94
4.4.2	<i>Detector de pico del GDS y circuitos comparadores.</i>	98
4.4.3	<i>Comparadores del sensor de impacto (IS) y señal de calibración.</i>	101
4.4.4	<i>Convertidores digitales a analógicos.</i>	102
4.5	LA FPGA DE LA TARJETA ANALÓGICA.	102
4.5.1	<i>El controlador de la FPGA y decodificador de direcciones.</i>	103
4.5.2	<i>Generador de relojes.</i>	104
4.5.3	<i>Control de los convertidores A/D y D/A.</i>	105
4.5.4	<i>Control de los láseres y sensores del GDS.</i>	105
4.5.5	<i>Control del sensor de impactos IS.</i>	108
4.5.6	<i>El circuito de control de las microbalanzas (MBS).</i>	110
5	LA TARJETA DE CONTROL DE MECANISMOS DE OSIRIS.	113
5.1	DESCRIPCIÓN GENERAL.	113
5.1.1	<i>Los adaptadores del interfaz con la DPU.</i>	115
5.1.2	<i>Los circuitos de inicio al encendido y de reloj del sistema.</i>	116
5.1.3	<i>El sistema de adquisición de los parámetros del HK.</i>	116
5.1.4	<i>El circuito de alimentaciones de los sensores de temperatura.</i>	118
5.1.5	<i>La tarjeta de potencia (driver).</i>	118

5.2	LA FPGA DE CONTROL DE COMUNICACIONES.....	121
5.2.1	<i>El módulo de Comunicaciones.....</i>	<i>121</i>
5.2.2	<i>El decodificador de comandos.....</i>	<i>126</i>
5.2.3	<i>La adquisición de parámetros de Housekeeping.....</i>	<i>128</i>
5.2.4	<i>Los relojes y las líneas de borrado.....</i>	<i>130</i>
5.3	LA FPGA DE CONTROL DE LOS MOTORES.....	131
5.3.1	<i>Los registros y generador de relojes.....</i>	<i>133</i>
5.3.2	<i>Los controladores de los motores.....</i>	<i>133</i>
6	CALIBRACIONES Y PRUEBAS.....	139
6.1	INTRODUCCIÓN.....	139
6.2	CALIBRACIONES DE GDS.....	139
6.2.1	<i>Calibración relativa de GDS.....</i>	<i>140</i>
6.2.2	<i>Calibración absoluta de GDS.....</i>	<i>145</i>
6.3	CALIBRACIONES DE IS.....	152
6.3.1	<i>Calibraciones relativas de IS.....</i>	<i>153</i>
6.3.2	<i>Calibraciones absolutas de IS.....</i>	<i>153</i>
6.4	VARIABLES DE ENTORNO: T, V E I.....	156
6.4.1	<i>El convertidor analógico a digital.....</i>	<i>156</i>
6.4.2	<i>Sensor de temperaturas del frangibolt.....</i>	<i>159</i>
6.4.3	<i>Sensores de temperatura de IS, Tarjeta analógica y DC/DC.....</i>	<i>162</i>
6.4.4	<i>Los sensores de T de las microbalanzas.....</i>	<i>165</i>
6.4.5	<i>Los sensores de temperatura de los emisores láseres.....</i>	<i>166</i>
6.4.6	<i>Los monitores de corriente.....</i>	<i>166</i>

6.5	LAS PRESTACIONES FINALES DE GIADA.....	167
6.6	LOS SENSORES DE T DE MCB DE OSIRIS	171
6.7	PRUEBAS.....	171
6.7.1	<i>Pruebas de Termovació.....</i>	171
6.7.2	<i>Pruebas de Vibración.....</i>	173
6.7.3	<i>Primeras pruebas de GIADA durante el vuelo.....</i>	179
6.7.4	<i>Primeras pruebas de la MCB en vuelo.....</i>	182
	CONCLUSIONES	187
	BIBLIOGRAFÍA	190
	ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS	195
	APÉNDICE A: PRINCIPALES REQUERIMIENTOS A GIADA2.....	199
	REQUERIMIENTOS CIENTÍFICOS.....	199
	<i>Requerimientos al GDS.....</i>	199
	<i>Requerimientos al IS.....</i>	199
	<i>Requerimientos al GDS-IS.....</i>	200
	<i>Requerimientos al MBS.....</i>	200
	REQUERIMIENTOS OPERATIVOS A GIADA2	200
	<i>Requerimientos de masa y consumo</i>	200
	<i>Cubierta y actuadores.....</i>	200
	Cubierta	200
	Frangibolt.....	201
	Calentadores	201
	<i>Requerimientos del GDS.....</i>	202

Láseres	202
Detectores	203
<i>Requerimientos de IS</i>	203
<i>Microbalanzas</i>	204

APÉNDICE B: REQUERIMIENTOS PRINCIPALES A LA MCB DE OSIRIS 206

GENERALES	206
COMUNICACIONES CON LA DPU	207
MOTORES	208
REDUNDACIAS	208

Lista de figuras

Núcleo del cometa Halley desde Giotto	9
Secuencia de imágenes del cometa Tempel -1 durante el impacto.....	13
Imagen tomada por la cámara NAC a bordo de Rosetta instantes después del impacto.....	14
Rosetta y Philae.....	16
Imagen de GIADA.....	28
Modelo 3D de GIADA.....	28
Detección de la velocidad de la partícula	29
Sensor de impacto.....	30
El instrumento OSIRIS	34
Aspecto de las ruedas de filtros de la cámara WAC.....	35
Diagrama de bloques de la electrónica de OSIRIS	37
Disposición de OSIRIS en Rosetta.....	39
MLI de Rosetta.....	44
Principales técnicas de grounding.....	47
<i>Grounding</i> de GIADA2	48
El entorno de radiación espacial.....	49
Redundancias <i>hardware</i> más importantes en el espacio	54
Tecnologías de antifusible.....	57
Efectos de la TID sobre cuatro dispositivos RH1280.....	58
Sección eficaz de módulos S y C de RH1280 y A1280XL	59
Flip-Flop tipo D en TMR con detección de error	61

Comportamiento correcto de la FPGA MCB_Controller	62
Comportamiento incorrecto de la FPGA MCB_Controller	62
Diagrama de bloques de la electrónica del instrumento GIADA.....	63
GIADA-2 ensamblado en su estructura	66
Aspecto de las tarjetas PS/DPU en su estructura	67
Diagrama de bloques de la fuente de alimentación de GIADA.....	68
Perfil de <i>In-Rush current</i> del instrumento GIADA.....	69
El efecto del filtro EMI.	70
Diagrama de bloques de la unidad de procesamiento de datos (DPU).....	72
Interfaz con la plataforma de Rosetta.	74
Protocolo de comunicaciones entre Rosetta y GIADA.....	75
Interfaz eléctrico entre la plataforma y los instrumentos.....	76
Diagrama de bloques de la FPGA de PS/CPU	77
Diagrama de bloques del módulo EDAC.	81
Diagrama de bloques del controlador de interrupciones.	83
Diagrama de bloques del temporizador de 1/16 s.	85
Diagrama de bloques del puerto serie de test.	89
Diagrama de bloques del controlador del motor paso a paso.....	91
Cara inferior de la tarjeta analógica de GIADA.	93
Diagrama de bloques de la tarjeta analógica de GIADA	94
Diagrama para el cálculo de la resistencia del AD574.....	96
Diagrama de bloques del detector de pico del GDS.	99
Señal de caída del voltaje en el detector de pico.	100

Oscilograma del comportamiento del detector de pico del GDS.....	101
Diagrama de bloques de la FPGA de la tarjeta analógica.....	103
Diagrama de bloques del GDS y láser.....	106
Diagrama de bloques del detector de partículas.....	107
Diagrama de bloques del circuito lógico del sensor de impactos.....	109
Diagrama del control de cada sensor del IS.....	110
Diagrama de bloques del control de las microbalanzas.....	111
La tarjeta de control de mecanismos de OSIRIS.....	114
Tipos de cruce de líneas digitales entre las FPGA M y R.....	115
Circuito de aislamiento y potencia para una fase de un motor (bobina principal)..	119
El sistema de tarjetas de la MCB.....	120
Diagrama de bloques del módulo de comunicaciones.....	122
Señales de control generadas en el Bit Control.....	123
Receptor de datos de la FPGA de control de comunicaciones.....	123
Diagrama de bloques del transmisor.....	125
El circuito de chequeo de suma.....	125
El circuito decodificador de comandos.....	128
Diagrama de bloques del circuito de adquisición de parámetros.....	129
Diagrama de bloques de la FPGA de control de motores.....	132
Diagrama de bloques del controlador de motores.....	133
Representación de la rampa de aceleración.....	134
Generador de pulsos del controlador de motores.....	135
El circuito calculador de la velocidad.....	136

El módulo de cálculo de la segunda rampa.....	136
Fases en las bobinas del motor (principal y redundante).....	137
Configuración para la calibración relativa del GDS.....	140
Oscilograma de la salida de GDS de GIADA-1.....	141
Función de transferencia de GDS con GIADA-2.	142
Mapas de sensibilidad de GDS.....	143
Mapa 3D de la sensibilidad GDS (GIADA-2).....	144
Respuesta del canal izquierdo de GDS de GIADA-2.....	145
Respuesta del canal derecho de GDS de GIADA-2.....	146
Respuesta a partículas rápidas.	147
Respuesta a partículas lentas.....	147
Respuesta de GIADA-2 con partículas lentas.....	148
Respuesta de GIADA-2 con partículas rápidas.	149
Error relativo frente a número de ciclos detectados (p. rápidas).	150
Error relativo del detector de pico frente al tiempo de paso.....	151
Variación del número de cuentas del ADC frente a pulsos de GDS.....	152
Mapa de sensibilidad de IS.	153
Oscilograma de la salida de IS de la electrónica de proximidad.	154
Ajuste entre los tiempos de detección de IS.	155
Comparación entre valor teórico de ADC y el experimental.	156
Calibración de ADC utilizando diversos canales del multiplexor.	158
Función de transferencia del sensor de T del <i>frangibolt</i>	160
Error de medida en el sensor de temperatura del <i>frangibolt</i>	161

Error medida de T del sensor de FB.	162
AD590 en configuraciones NTC y PTC.	163
Curva de calibración del sensor de T de IS.....	163
Calibración sensores de T de DC/DC y redes.	164
Número de cuentas del ADC frente a la T de la MBS1.	165
N en función de la temperatura de los láseres.....	166
Función de transferencia de los monitores de corriente	167
Calibración absoluta de IS.....	168
Respuesta de GIADA-1 a diferentes granos.....	169
Calibración de sensores de T de MCB.	171
Ciclos de Termovació de MCB.	172
Aspecto de MCB dentro de la cámara de TVC.....	173
Barrido a bajo nivel en el eje Y.	175
Vibración seno en el eje Y.....	176
Vibración <i>random</i> en el eje Y.....	178
Perfil de temperaturas del <i>frangibolt</i> durante su activación.....	180
Primer intento de apertura de la cubierta.	181
Segundo intento de apertura de la cubierta.	181
Temperaturas de HK obtenidas por MCB.....	183
Primera imagen obtenida por la WAC en vuelo.....	184
El cometa 9P/Tempel 1 visto desde la cámara NAC de OSIRIS.....	185
Imagen obtenida por la NAC de la nebulosa M42 Orión.	186
Diseño del I/F mecánico para la MCB.....	210

Lista de tablas

Características principales de 67P/Churyumov-Gerasimenko.....	4
Principales misiones a cometas.....	6
Principales hitos de la misión Rosetta	15
Características ópticas de NAC y WAC	36
Características principales de los detectores CCD	37
Descripción de las redundancias más usuales en espacio.....	56
Mapa de memoria de la tarjeta PS/CPU de GIADA.....	79
Bits de chequeo de paridad.....	80
Interrupciones de Giada.....	84
Registros del módulo de lógica de control de I/O.....	88
Parámetros analógicos medidos en GIADA.....	98
Registros de la FPGA de la tarjeta analógica.....	104
Parámetros de HK de MCB.....	117
Promedio de ajuste de tiempos de IS	155
Funciones de transferencia de los ADC	157
Funciones de transferencia de los cinco sensores de T de las microbalanzas	166
Magnitudes físicas y límites de detección de GIADA.....	170
Resultado de las frecuencias de resonancia de los test de vibración.....	174

Introducción

El estudio de los cuerpos celestes ha cautivado al ser humano desde el principio de los tiempos. Los cometas no podían ser una excepción y son objetos que tienen por sus peculiaridades un enorme interés científico. El avance experimentado en el estudio de los cometas en los últimos 20 años ha sido muy importante. A este avance ha contribuido de manera muy notable la utilización de instrumentación a bordo de sondas espaciales. Una de estas sondas es la misión *Rosetta* de la Agencia Europea del Espacio (ESA).

La misión *Rosetta* toma su nombre de la piedra homónima encontrada por un oficial francés del ejército de Napoleón. Al igual que la piedra basáltica, que fue la clave para poder descifrar la escritura jeroglífica, la misión *Rosetta* pretende ser la llave que permita abrir la puerta de los “misterios” que entrañan los cometas como auténticos “fósiles” del Sistema Solar, permitiendo a los científicos una mirada retrospectiva de alrededor de 4600 millones de años. La misión fue aprobada por ESA en 1993 dentro del programa Horizon 2000. Tras un aplazamiento en su lanzamiento a bordo de un cohete Ariane 5, lo que hizo peligrar la misión, el satélite despegó finalmente de la base de Kourou en la Guayana Francesa el 2 de marzo de 2004. Pesa alrededor de 3000 kg de los que 165 kg corresponden a carga útil y 100 kg al módulo que se posará sobre la superficie del cometa, el módulo Philae. Las dimensiones del orbital son 2.8 m x 2.1 m x 2.0 m y lleva unos paneles solares de 14 m, cuando están desplegados. Su objetivo principal es el estudio del cometa 67/P Churyumov-Gerasimenko con el que se encontrará a principios del año 2014. La misión se dará por finalizada en diciembre de 2016. Tiene, por tanto, un largo periodo operativo, lo cual ha añadido más dificultades al diseño de los once instrumentos del orbital y los diez del vehículo de aterrizaje.

El Instituto de Astrofísica de Andalucía (IAA) del Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC) ha participado en la construcción de dos de los instrumentos del orbital de Rosetta: los instrumentos OSIRIS y GIADA. La contribución del IAA no sólo consiste en una importante colaboración a nivel científico, sino que ha aportado la experiencia que tiene en diseño espacial a la construcción de sistemas electrónicos para ambos equipos. Como es normal dentro del desarrollo de aplicaciones espaciales, cualquier instrumento suele ser participado por instituciones que forman un consorcio, normalmente internacional, constituido al efecto.

Cuando se participa en un proyecto de diseño de algún sistema a bordo de un satélite, la primera pregunta que normalmente se puede hacer el equipo encargado del diseño y construcción es la de ¿contra qué nos enfrentamos? El diseño de la electrónica para un entorno espacial no es una excepción, y contestar a esta pregunta no es nada trivial. El espacio es un entorno que presenta infinidad de problemas que se verán en la presente memoria; problemas que, de por sí, constituyen un serio reto que hace que el desarrollo de estas aplicaciones sea especialmente atractivo, aunque a la vez tedioso. Este trabajo no se podría realizar sin la participación de equipos completos que aportan experiencia y conocimientos al desarrollo de instrumentos. Científicos y técnicos trabajan denodadamente en aras de conseguir la meta deseada. Los requerimientos científicos imponen condiciones que, en muchas ocasiones, exigen la implementación de diseños muy novedosos, pero con la utilización de tecnologías probadas y, fundamentalmente, cualificadas para vuelo. El hecho de que tan sólo una parte ínfima de la electrónica comercial para equipos de tierra esté capacitada para poder ser embarcada constituye uno de los mayores obstáculos del diseño para el espacio.

El creciente número de plataformas civiles en el espacio, sin contar las militares, han provocado una incesante demanda de electrónica especializada construida con el fin de cumplir los requerimientos de las plataformas espaciales. Con la proliferación de los satélites de comunicaciones, las sondas al espacio profundo, y otras muchas aplicaciones de la electrónica en el espacio, se ha ido incrementando la importancia de que los circuitos empleados para su uso espacial sean diseñados y fabricados utilizando técnicas que optimicen sus prestaciones y su fiabilidad en el entorno de radiación en el que se van a encontrar. El enfoque hacia estas técnicas se evidencia en el establecimiento por parte de compañías de semiconductores de secciones dedicadas al diseño, fabricación y pruebas de electrónica del tipo endurecida a la radiación, *rad-hard*. La producción de estos circuitos integrados para

aplicaciones espaciales requiere de técnicas de diseño y fabricación distintas de las usadas para la electrónica comercial.

Afortunadamente hoy en día existen alternativas tecnológicas al diseño convencional de sistemas electrónicos espaciales. Una dura elección se le presenta entonces al técnico para decidir cual de ellas es la más adecuada. Entre estas alternativas cabrían destacarse los circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), las *Field Programmable Gate Array* (FPGA) del tipo volátil y FPGA basadas en anti-fusible. Debido a que ninguna de las tecnologías es perfecta para todas las aplicaciones corresponderá al diseñador la difícil elección para su particular aplicación. El uso de la FPGA en el espacio está aumentando progresivamente. Están siendo cada vez más competitivas con los dispositivos ASIC. No obstante, los efectos que causa la radiación producen los mismos efectos en ambas tecnologías. Cómo puedan trasladarse estos efectos de la radiación a un mal funcionamiento y cómo estos problemas pueden ser prevenidos o mitigados es un problema complejo cuya solución depende de la tecnología específica y de la arquitectura interna del dispositivo. La metodología en el trabajo que asegure un correcto y fiable diseño de la FPGA es más relajada y menos restrictiva que para los ASIC, debido, fundamentalmente, a la implementación fácil y de menor coste de cambios en el diseño. La evolución de la tecnología de las FPGA en los últimos años ha permitido unos mayores, más rápidos y más potentes dispositivos programables que alcancen los requerimientos en protección contra la radiación. Estos dispositivos están siendo usados cada vez más en las partes críticas de la aviónica, tales como los ordenadores de a bordo de manejo de datos o las unidades de control de la alimentación. De las tecnologías anteriormente citadas, las FPGA anti-fusible ofrecen algunas ventajas, especialmente en lo que a la tolerancia a la radiación se refieren, aunque su pequeña capacidad en comparación con las volátiles supone una desventaja notable. En el caso de OSIRIS y GIADA, el IAA se decantó por el uso de las anti-fusibles, debido a que la dosis total de radiación para una misión de larga duración como es Rosetta, constituye un factor determinante en la elección de los componentes.

Tradicionalmente, los diseñadores de circuitos lógicos basados en FPGAs de este tipo han controlado el uso de los recursos de *hardware* mediante el diseño con esquemáticos, que tiene ventajas e inconvenientes. Una razón por la que se hace así es aumentar la fiabilidad en el diseño en contraposición con el uso de tecnologías que empleen herramientas a más alto nivel. Los diseños a bajo nivel permiten que la síntesis sea un proceso mucho más controlado por el diseñador.

En los diseños en alto nivel, los llamados *Hardware description Language* (HDL), el control sobre los módulos con triple redundancia (TMR) es difícilmente

realizable ya que se pueden generar diseños sensibles a los denominados eventos simples de *upset* (SEU). Este hecho es debido fundamentalmente a que las herramientas *Computer Aided Engineering* (CAE) están enfocadas hacia su uso en electrónica no espacial. Las estructuras de *hardware* que emplean elementos redundantes al ser sintetizadas y optimizadas pueden producir estados conflictivos en algunas partes del chip. Las herramientas de CAE emplean programas de optimización que emplean técnicas de lógica *booleana* que produce circuitos “lógicamente” equivalentes, pero no desde el punto de vista de la fiabilidad requerida para el diseño espacial (Katz y col, 1999).

Incluso empleando diseño esquemático para las FPGA de GIADA y OSIRIS, nos encontramos problemas que tuvieron que ser resueltos de manera bastante tediosa a la hora de implementar nuestros diseños. Es el caso de la utilización de los módulos C-C de la FPGA RH1280 que se han empleado para estos instrumentos. Tras sintetizarla, la herramienta de optimización consideraba que cualquier módulo secuencial en base a dichos módulos C-C constituían una sola celda desde el punto de vista del *fan-out*, por lo que al intentar implementarla físicamente generaba un error en el número máximo de puertas permitidas por una misma señal. Se tuvo entonces que proceder a la edición manual del fichero de conexionado e introducir *buffers* en el mismo.

Estos problemas que hemos encontrado durante estos últimos años en nuestra aplicación, están en vía de ser solucionadas tanto por parte de los fabricantes de herramientas de CAE como por las grandes compañías dedicadas a fabricación de FPGA, como pueden ser Xilinx o Actel. La apuesta por el espacio es evidente en estos dos fabricantes, lanzando nuevas familias con dispositivos endurecidos como son QPro-R Virtex o Virtex II, o las RTAX-S. Las primeras corresponden a familias endurecidas y volátiles y pueden alcanzar hasta los 6 millones de puertas equivalentes TTL. Las segundas son no volátiles y tiene hasta 4 millones de puertas equivalentes. Cabría destacar que esta familia está 100% orientada a su uso espacial, integrando celdas que incluyen ya los módulos de votadores.

El contenido de la presente memoria de tesis se resume a continuación.

En el capítulo primero de la presente memoria se pretende dar una visión del interés científico de los cometas y de las misiones cometarias que, históricamente, han observado dichos objetos, incidiendo especialmente en la misión Giotto por ser ésta la antecesora real de Rosetta. También se han reflejado los objetivos de las actuales plataformas y de las futuras. En el transcurso de la redacción de este trabajo, han sucedido dos eventos muy relevantes desde el punto de vista del estudio de los cometas desde el espacio: el exitoso Deep Impact y la vuelta a la Tierra de la cápsula

de Start Dust que contiene las muestras del polvo cometario de P/Wild2. Por último se ha dado, como no podía ser de otra manera, una especial relevancia a la plataforma Rosetta, haciéndose una descripción sus objetivos científicos y de la instrumentación asociada que lleva.

En el segundo capítulo se muestran con detalle los dos instrumentos en los que ha participado el IAA: GIADA y OSIRIS. Se analizan sus objetivos científicos para cada uno y después se describen desde el punto de vista tecnológico y de funcionamiento.

El tercer capítulo proporciona una visión en conjunto de las peculiaridades que tiene el diseño de instrumentación científica como carga útil a bordo de sondas espaciales, desde el inicio del proyecto hasta su funcionamiento durante su ciclo operativo. Estas peculiaridades se refieren a sus aspectos mecánicos, térmicos o eléctricos. Se aportan diferentes soluciones que usualmente se emplea en ingeniería espacial. Se destaca, por último, el diseño de la electrónica y los problemas relativos a la radiación incidente que puede ser un factor crítico en el diseño. Y por último se hace un estudio de cómo mitigar el efecto de SEU en los dispositivos FPGA y se describe un problema que se tuvo en una de las FPGA de OSIRIS.

El siguiente capítulo describe la electrónica del instrumento GIADA, principalmente del módulo GIADA-2 del que ha sido responsable directo el IAA. En base a unos requerimientos expresados en el Apéndice A, se ha desarrollado una electrónica robusta y fiable, con dispositivos programables que son el objeto principal de este trabajo.

El quinto capítulo describe el diseño de la electrónica del sistema de control de mecanismos del instrumento OSIRIS, la denominada *Mechanism Controller Board* (MCB). Al igual que en el capítulo anterior se hace una descripción detallada de los circuitos que permiten una funcionalidad basada en los requerimientos contenidos en el Apéndice B de esta memoria.

El sexto capítulo contiene las pruebas de calibración y funcionamiento de GIADA desde el punto de vista de los circuitos electrónicos diseñados en el IAA, así como también se reflejan algunos de los datos obtenidos por el equipo de GIADA desde Italia. Con estas calibraciones se demuestra el buen comportamiento del instrumento frente a los requerimientos científicos impuestos al mismo. Esto mismo se hace para los sensores de temperatura de la MCB. A continuación se detallan las primeras sesiones de prueba durante el vuelo de ambos instrumentos en los que se observa el buen funcionamiento de los sistemas tras haber transcurrido unos meses

después del lanzamiento, momento éste bastante crítico. Por último, se exponen algunas de las imágenes obtenidas por las cámaras de OSIRIS durante la observación del cometa 9P/Tempel 1 en el periodo correspondiente al impacto del mismo con la sonda estadounidense Deep Impact.

La presente memoria sigue con las conclusiones obtenidas a lo largo de este trabajo, que pretenden reflejar los logros obtenidos durante el diseño realizado.

Por último están la bibliografía, la lista de acrónimos y abreviaturas y dos apéndices que contienen los principales requerimientos a las electrónicas bajo responsabilidad del IAA en GIADA y OSIRIS.

Esta memoria se complementa con un *CD-ROM* que contiene, aparte de la propia memoria, un documento que incluye todos los esquemas de los circuitos electrónicos diseñados y descritos en este trabajo.

1 La misión Rosetta

1.1 El interés científico de los cometas

Los cometas han sido conocidos por el hombre desde tiempos muy remotos. Ya en tiempos de los caldeos, hace unos 4000 años, los astrónomos se sorprendieron por el aspecto impredecible, cambiante y algunas veces espectacular de estos objetos. Los egipcios los llamaron *cometa* o *estrella peluda*. Junto a la *cabeza*, o parte central del cuerpo, y la *cola*, un área rectilínea de luz, el *pelo* fue considerado el hecho más novedoso. En la naturaleza humana está arraigado el miedo hacia aquello que no se comprende, pero en lugar de admitir su ignorancia, los astrólogos prefirieron atribuir un origen divino a aquellos sucesos que no fueron capaces de explicar.

Aristóteles, encontrándose a sí mismo incapaz de comprender los cometas como cuerpos interplanetarios asignó a éstos un origen atmosférico. Esta creencia, que persistió durante veinte siglos indujo, más que cualquier otro factor, a que la gente creyera en la relación *causa-efecto* entre las apariciones de los cometas y ciertos fenómenos terrestres, aunque éstos fueran tanto de origen natural, como inundaciones, terremotos o plagas, o de origen humano, como podían ser las guerras. Esta idea prevaleció desde tiempos remotos hasta el Renacimiento. Tan sólo Séneca, en el primer siglo después de Cristo, constituyó una extraordinaria excepción. Desgraciadamente, su voz no fue escuchada. Él fue el primero en sugerir que los cometas podrían ser periódicos. Afirmó que “nacerá el hombre que nos enseñará sobre qué parte del cielo aparecerán los cometas, el porqué son sus movimientos tan grandes comparados con los planetas, y cual su naturaleza y tamaño”. Este hombre nacería dieciocho siglos más tarde. Su nombre fue Edmond Halley, y sus descubrimientos ratificaron la brillante intuición del sabio romano.

Justamente, fue al despojar a los cometas de su aspecto mitológico cuando empezó a aumentar el interés científico por ellos. Fue en ese momento cuando los cometas fueron reconocidos como cuerpos pertenecientes al Sistema Solar, al igual

que los planetas y sus satélites. Durante la segunda mitad del siglo XX, nuestro conocimiento de los cometas progresó gradualmente, y el gran interés por estos objetos para el estudio del Sistema Solar como un todo ha sido evidente. Son objetos que permanecen la mayoría del tiempo a una enorme distancia del Sol. Por tanto, es muy improbable que hayan sufrido modificaciones sustanciales desde el momento de su formación. El único cambio debería ser la pérdida por evaporación de la capa externa de hielo y polvo cada vez que se acercan al Sol.

Debido a que los cometas han evolucionado tan poco desde sus orígenes, pueden ser considerados como unos estimables testigos de la historia del Sistema Solar. Los planetas terrestres han evolucionado enormemente. Los planetas jovianos están muy lejos y sólo se pueden estudiar sus capas más externas. Incluso los meteoritos procedentes de los asteroides han sufrido numerosas transformaciones. Por tanto es una oportunidad única la que proporcionan estos objetos *primitivos*, particularmente desde que el hombre se ha podido acercar más a ellos, gracias a la tecnología.

Aparte de su interés como *fósiles*, los cometas ofrecen a los observadores todas las ventajas de sus condiciones físico-químicas que difieren radicalmente de aquellas que prevalecen en el entorno terrestre. Estas condiciones pueden ser, por ejemplo, una temperatura extremadamente baja de unas pocas docenas de kelvin dentro del núcleo, una presión extremadamente baja, un campo gravitatorio prácticamente cero, una atmósfera transitoria en un estado continuo de escape, y sujeto sólo a la radiación solar en el visible y ultravioleta, que disocia e ioniza sus moléculas. Éstas son las condiciones típicas del entorno cometario, que no son fáciles de reproducir en nuestro planeta. La física cometaria puede, por tanto, enseñarnos una gran parte de la constitución de hielos a bajas temperaturas, química en una fase fría de gas y baja densidad, la física de los cambios de estado a bajas temperaturas, química heterogénea y la interacción entre moléculas en estado gaseoso con partículas de polvo, fotoquímica y espectroscopía molecular.

Los cometas han perdido sin duda una parte de su misterio, pero a la vez, ganado considerablemente en interés científico. Últimos testigos del origen del Sistema Solar, evolucionando en condiciones físico-químicas extremas, los cometas permanecen tan fascinantes como siempre. (Crovisier y Encrenaz, 2000)

1.2 Del cometa 46P/Wirtanen al 67P/Churyumov-Gerasimenko

En el año 1994, la ESA escogió el cometa 46P/Wirtanen como objetivo fundamental de la misión Rosetta, una misión con un cometa de la familia de Júpiter, que debería estudiar las propiedades del núcleo y la evolución físico química del coma desde el inicio de la actividad, a una distancia mayor de las tres unidades astronómicas (UA), hasta el perihelio. Tras su selección se hicieron muchas preguntas sobre si dicho cometa era un objetivo, no sólo alcanzable, sino interesante para una misión espacial.

A pesar de que 46P/Wirtanen ha sido observado en nueve de sus diez apariciones desde su descubrimiento en 1948, se conocieron muy pocas cosas hasta su aproximación al perihelio en 1996/1997. Los datos disponibles hasta entonces se limitaban a magnitudes visuales o fotométricas. Sin embargo, 46P/Wirtanen es actualmente uno de los cometas de corto periodo mejor observados y uno de los pocos cometas que han sido observados a lo largo de la mayor parte de su órbita. En esta época de 1996/1997 se estudió en diferentes longitudes de onda, desde el ultravioleta hasta la banda de radio, y desde tierra o desde el espacio, con satélites artificiales como Hubble, ISO o SOHO (Schulz y Schwehm, 1999).

Todo estaba preparado para su lanzamiento en enero del 2003: Plataforma ensamblada y lista junto a todos sus instrumentos operativos. Rosetta se encontraba en el lugar donde debía de ser lanzado, la base de Kourou en la Guayana Francesa. En diciembre del 2002 tenía que despegar desde esta misma base un par de satélites de comunicaciones a bordo de un cohete Ariane 5. Una explosión tras el lanzamiento provocó la pérdida de la misión y el retraso de la que debería haber puesto a Rosetta en el espacio. Puesto que la ventana de lanzamiento era muy corta, al cerrarse ésta, se tuvo que posponer la misión hasta que se encontrase un nuevo objetivo. El cometa 46P/Wirtanen había dejado de ser la meta, y, no sólo eso, sino que estuvo a punto de peligrar la propia misión, ya que el retraso implicaba un enorme incremento en el presupuesto de la misión.

Desde ese momento comenzó la búsqueda de un nuevo objetivo, capaz de cubrir el interés científico. La decisión final cayó sobre un cometa denominado 67P/Churyumov-Gerasimenko. Fue descubierto en septiembre de 1969 cuando algunos astrónomos de Kiev visitaban el Instituto de Astrofísica de Alma-Ata. Klim Churyumov estaba examinando unas placas fotográficas del cometa 32P/Comas-Solá tomadas por Svetlana Gerasimenko, cuando observó un objeto parecido a un cometa en el borde de la placa (Krolikowska, 2003).

El cometa ha sido observado en seis apariciones. La última fue en el 2002/2003, con el perihelio el 18 de agosto del 2002. La historia dinámica del 67P/Churyumov-Gerasimenko muestra dos significativas disminuciones del perihelio en los últimos 160 años. Hasta 1840, era de 4.0 UA, alrededor de 600 millones de km, no siendo en absoluto observable desde la Tierra. Ese año un encuentro con Júpiter produjo una disminución de dicha distancia hasta las 3.0 UA. En el siguiente siglo, la distancia al perihelio fue disminuyendo gradualmente hasta las 1.29 UA. Desde entonces ha permanecido constante. Completa una órbita cada 6.57 años. Un cometa que presenta este tipo de comportamiento es, generalmente, más activo que aquellos objetos que poseen una órbita estable, e, incluso, muestran actividad en el afelio (Kidger, 2003). El cometa presenta las siguientes características principales dadas en la Tabla 1

Dimensiones del núcleo (estimación)	3 x 5 km
Periodo de rotación	~ 12 horas
Periodo orbital	6.57 años
Distancia perihelio al Sol	194 millones km (1.29 UA)
Distancia afelio al Sol	879 millones km (5.74 UA)
Excentricidad orbital	0.632
Inclinación de la órbita	7.12 °

Tabla 1. Características principales de 67P/Churyumov-Gerasimenko.

El pico de velocidad de producción de polvo se ha estimado en 60 kg/s, aunque se han dado valores hasta de 220 kg/s. La relación de emisión de gas/polvo es ~ 2 (ESA, 2004).

Uno de los problemas más serios que se han encontrado por el cambio de cometa es el aumento del tamaño, y por tanto de su gravedad asociada. Hay que tener en cuenta que 47P/Wirtanen tenía un radio estimado de sólo 0.7 km. Esto ha implicado no sólo unos ajustes de los cálculos de las órbitas sino también en el vehículo que deberá posarse en la superficie del cometa.

Aunque el objetivo principal de Rosetta es el estudio de un cometa, no hay que olvidar el sobrevuelo de dos asteroides. En principio, cuando el objetivo de la misión era el cometa 47P/Wirtanen, se había decidido el estudio de los denominados Otawara y Siwa, pero, como ya es sabido, no será posible. Tras el éxito del lanzamiento que ha

permitido un ahorro considerable de combustible, la decisión final ha recaído en los asteroides Steins y Lutetia, que tienen propiedades bastante diferentes. Steins es relativamente pequeño, con un diámetro de unos pocos kilómetros, y será visitado por Rosetta el 5 de septiembre de 2008 a una distancia sólo de 1700 km. Este encuentro tendrá lugar a una, relativamente baja, velocidad de 9 km/s durante la primera incursión dentro del cinturón de asteroides. Lutetia es un objeto mucho más grande, de alrededor de 100 km de diámetro. Rosetta pasará a una distancia de 3000 km el 10 de julio de 2010 y a una velocidad de 15 km/s. Esto sucederá durante el segundo pase por el cinturón de asteroides (ESA, 2004).

1.3 Misiones cometarias

La Tabla 2 resume las misiones que han tenido como uno de sus objetivos algún cometa, aunque la mayoría de ellas haya cumplido también con otros fines.

Misión	País/Agencia	Fecha lanzamiento	Fecha encuentro	Objetivo
ISEE-3/ICE	USA/NASA	12-08-1978	11-09-1985 28-03-1986	Giacobini-Zinner (1985) Halley (1986)
Vega 1	USSR	15-12-1984	4-03-1986	Halley
Vega 2	USSR	21-12-1984	9-03-1986	Halley
Suisei	Japón	18-08-1985	8-03-1986	Halley
Sakigake	Japón	7-01-1985	11-03-1986	Halley
Giotto	Europa/ESA	2-07-1985	13-03-1986 10-07-1992	Halley (1986) Grigg-Skjellerup (1992)
Deep Space 1	USA/NASA	15-10-1998	09-2001	Borrelly
Contour	USA/NASA	07-2003	11-2003 06-2006 08-2008	Encke (2003) Schwassmann-Wachmann-3 (2004) d'Arrest (2008)

Misión	País/Agencia	Fecha lanzamiento	Fecha encuentro	Objetivo
Stardust	USA/NASA	1-02-1999	01-2004	Wild 2
Deep Impact	USA/NASA	30-12-2004	4-07-2005	Tempel

Tabla 2. Principales misiones a cometas.

1.3.1 ISEE-3/ICE

La sonda ISEE-3, de la clase Explorer, formaba parte de un conjunto de tres misiones (ISEE 1,2,3). Los principales objetivos del satélite eran los de investigar la relación Sol-Tierra en los límites de la magnetosfera terrestre, examinar en detalle la estructura del viento solar cerca de la Tierra y las ondas de choque formadas en los límites entre el viento solar y la magnetosfera terrestre, investigar los movimientos y mecanismos del plasma y continuar la investigación de los rayos cósmicos y las erupciones solares. Las tres naves llevaban instrumentos complementarios para realizar medidas de los plasmas, las partículas energéticas, las ondas y los campos.

En 1982 la misión adquirió otro sentido cuando fue enviada a estudiar dos cometas. En una maniobra realizada el 10 de junio de ese año, la nave abandonó el punto L1 y tras una complicadísima serie de maniobras interceptó la órbita del cometa Giacobini-Zinner. En esos momentos la sonda cambió de nombre llamándose desde entonces International Cometary Explorer (ICE).

El objetivo científico primario de *ICE* fue el estudio de la interacción entre el viento solar y la atmósfera cometaria. Como estaba planeado, la sonda atravesó la cola de plasma del cometa el 11 de septiembre de 1985 y realizó mediciones de los campos y partículas allí presentes. Más tarde, en marzo de 1986, atravesó una zona del espacio entre el cometa *Halley* y el Sol, mientras otras sondas estaban en las cercanías de este cometa. De esta forma, *ICE* se convirtió en la primera sonda que investigó dos cometas. En mayo de 1997 se autorizó la finalización de las operaciones para esta veterana sonda. Volverá a las cercanías de la Tierra en agosto de 2014 (Sondas espaciales, 2003).

1.3.2 Las misiones Vega-1 y Vega-2.

Eran dos misiones destinadas a Venus y al cometa Halley, de ahí su nombre: Vega, que proviene de Venus y las iniciales de Halley en ruso. A Venus deberían lanzar un vehículo de aterrizaje y un globo. Los resultados obtenidos han sido muy valiosos. Una vez conseguido este objetivo, se les dirigió en 1985 hacia el encuentro con el Halley, al que llegaron en marzo de 1986. Las naves iban equipadas con un doble escudo para protegerse de las partículas de polvo procedentes del cometa. El 4 de marzo de 1986 llegó Vega-1, que obtuvo unas imágenes que permitieron a la sonda europea Giotto un acercamiento mayor al núcleo del Halley. Las primeras imágenes que se obtuvieron mostraban dos áreas brillantes, que se interpretaron inicialmente como un doble núcleo. Posteriormente se supuso que eran dos *jets* del cometa. Las imágenes también mostraron que el núcleo era oscuro, y las lecturas del espectrómetro infrarrojo obtenidas marcaban temperaturas entre 300 y 400 K, mucho más caliente de lo esperado para un cuerpo helado. La conclusión es que el cometa poseía una delgada capa que cubría a un cuerpo helado. El núcleo tenía un tamaño aproximado de 14 km. Con un periodo de rotación de alrededor de 53 horas. Vega-2 retornó datos similares aunque sus imágenes resultaron ser más nítidas que las de su antecesor (Planetary missions, 2003).

1.3.3 Suisei y Sakigake

Suisei (en japonés “cometa”) era una de las dos sondas que el Instituto Japonés del Espacio y Ciencia Aeronáutica lanzó para su encuentro con el cometa Halley. Era idéntica a la otra sonda denominada Sakigake (“pionero”), excepto en la instrumentación que llevaban ambas: una CCD UV y un instrumento de medida del viento solar para el Suisei, y un instrumento para medida del espectro de onda del plasma, iones del viento solar y campos magnéticos interplanetarios, para el caso de la sonda Sakigake.

Suisei se encontró con el cometa a 151000 km en el lado iluminado por el Sol, sufriendo tan sólo dos impactos de partículas de polvo. En 1987 se decidió enviarla al encuentro hacia 1998 con el cometa P/Giacobini-Zinner, pero esta misión fue posteriormente cancelada. Sakigake tuvo su aproximación máxima al cometa a una distancia de 90000 km. Se perdió el contacto en 1995 (Sondas espaciales, 2003).

1.3.4 Giotto.

La misión Giotto fue la primera misión de la ESA, destinada a un cuerpo del sistema solar distinto de la Tierra. Y resultó un tremendo éxito, tanto científica como técnicamente.

En un principio el proyecto Giotto, era una empresa conjunta de la agencia europea con la NASA, pero ésta se retiró por recortes presupuestarios, en una década muy pobre en cuanto a exploración espacial y en la que sólo se vivía de los éxitos de sondas lanzadas en los años setenta. Los norteamericanos desaprovecharon una ocasión histórica para mandar una verdadera misión hacia el cometa Halley en 1986. La ESA sin ninguna experiencia en misiones inter-planetarias asumió la empresa de visitar el cometa Halley, oportunidad que no volverá a presentarse hasta 2061 fecha en la que se prevé su retorno al perihelio.

Las sondas japonesas y la americana tuvieron un encuentro lejano, y realizaron mediciones a larga distancia. Las sondas soviéticas localizaron el núcleo del cometa suministrando datos para afinar la trayectoria de Giotto y permitir que éste pudiera "ensartar" el núcleo del cometa con enorme precisión.

Giotto fue lanzado el 2 de julio de 1985 a bordo de un primitivo Ariane 1. El nombre de Giotto fue tomado del famoso pintor del terceto italiano Giotto de Bondone que en su cuadro "La Adoración de los Magos", se inspiró en el paso del Halley de 1301 para pintar su estrella de Belén.

El proyecto Giotto se planteó como un encuentro de alto riesgo en el que prácticamente se daba por seguro la destrucción o avería seria de la sonda por los impactos de granos de polvo a alta velocidad, producto de la actividad de un cometa cercano al Sol. Se consideró incluso la posibilidad que la propia sonda impactase contra el núcleo del cometa. Giotto era casi una misión suicida.

El 12 de marzo de 1986 a las 21 horas de tiempo universal (TU), a 150 millones de km de la Tierra, los instrumentos de la nave detectaron por primera vez iones de hidrógeno a 7.8 millones de kilómetros del cometa. Veintidós horas después la sonda cruzó el frente de choque que forma el viento solar con la coma de polvo. En ese momento se conectó la cámara para rastrear la zona más brillante: el núcleo y comenzó a enviar espectaculares imágenes a la Tierra, tal como muestra la Figura 1.



Figura 1. Núcleo del cometa Halley desde Giotto

1.3.4.1 **Objetivos científicos de Giotto**

- Obtención de imágenes cercanas del núcleo del cometa.
- Determinar la composición isotópica de los hielos del cometa.
- Estudio de los procesos físicos y químicos que ocurren en la coma.
- Determinar la composición química e isotópica de los granos de polvo.
- Medición de la producción de gas.
- Medición de la cantidad de polvo desprendido así como el tamaño de los granos.
- Estudio del gas y polvo en las proximidades del núcleo cometario.
- Estudio de la interacción de las partículas cargadas del viento solar con la coma.

1.3.4.2 **Resultados obtenidos.**

El modelo de “bola de nieve sucia” de Whipple se matizó un poco. En realidad era más bien "una bola de nieve muy sucia" ya que el polvo predomina sobre los hielos. El núcleo es alargado como un cacahuete con unas medidas de 15 km x 10 km x 7 km. Al menos tres chorros, *jets*, estaban arrojando material del lado iluminado, pero

únicamente presentaba actividad alrededor del 10% de la superficie. Otros resultados importantes fueron:

- Determinación de que el 80% del volumen del material desprendido por el cometa es agua, algo de monóxido de carbono, un 10% y un 2.5% de metano y amoníaco, así como trazas de otros hidrocarburos, hierro y sodio.
- Descubrimiento de que la superficie cometaria es muy oscura, alrededor del 4% de reflectividad, lo que sugiere una gruesa cubierta de polvo.
- Descubrimiento de que la forma del cometa es muy irregular y surcada por colinas y depresiones.
- Determinación de la densidad del cometa 0.3 g/cm^3 , muy inferior a la del hielo, lo que implica poca consistencia, gran fragilidad y porosidad.
- Identificación de varios chorros que lanzan varias toneladas de materia por segundo. Estos *jets* son responsables de desviaciones en la trayectoria del cometa y del movimiento de rotación que no obstante pueden permanecer bastante estables durante siglos.
- La mayoría de polvo son motas muy pequeñas, del tamaño de las constituyentes del humo.
- Las partículas mayores fueron de 40 mg y la que produjo una pérdida de alineamiento de la sonda y la subsiguiente pérdida de contacto con Tierra se estimó entre 0.1 y 1 g.
- Se hallaron dos tipos de partículas: una dominante constituida por Carbono, Hidrógeno, Oxígeno y Nitrógeno; y otra minoritaria por elementos que forman minerales como Silicio, Sodio, Magnesio, Hierro y Calcio.
- Se determinó que la abundancia de los elementos hallados salvo el nitrógeno era la misma que la del Sol, con lo que se deduce que fueron formados a partir de la misma nube protoestelar. Aunque el material del cometa apenas ha sufrido modificaciones desde la formación del Sistema Solar.
- Los espectrómetros indicaron que la superficie del cometa está cubierta por una capa rica en carbono si bien no pudo determinarse la composición exacta de estos compuestos carbonáceos y pudieran calificarse de precursores de la vida.

Se registraron nada menos que 12000 impactos de polvo en los 122 minutos previos a la máxima aproximación. La sonda literalmente acribillada perdió la

operatividad de su cámara a una distancia de 1372 km del núcleo. Después al cruzar un chorro cometario la tasa de impactos se multiplicó notablemente. Unos segundos antes de la máxima aproximación un impacto a altísima velocidad de una partícula de 1 g la hizo girar incontroladamente y el contacto con la sonda fue perdido temporalmente. Pero Giotto sobrevivió y tras pasar a unos aterradores 596 km del núcleo cometario se recuperó el contacto con el centro de Darmstadt. La robusta Giotto consiguió orientarse para volver a conectar con Tierra después de disparar los impulsores de abordó. En su alejamiento del cometa continuó enviando datos científicos durante 24 horas.

Como quiera que quedaba un remanente de 60 kg de combustible se optó por no dar la misión por finalizada y preparar un futuro encuentro con otro cometa. Tras efectuar una serie de correcciones de trayectoria, para dirigir la sonda hacia la Tierra, a partir del 2 de abril de 1986 se mantuvo la nave en "hibernación" durante casi 4 años. En febrero de 1990 se envió una señal para despertar a la sonda durmiente. Afortunadamente la antena de baja ganancia omnidireccional captó la señal. Aparte del daño sufrido en su encuentro cercano con Halley, otros 4 años de exposición al duro ambiente espacial podían haber deteriorado más si cabe su operatividad.

Giotto respondió con una débil señal a la estación de la red de Espacio Profundo (DSN) situada en las cercanías de Madrid. A partir de ese momento pudo comprobarse la salud de la sonda y de sus instrumentos científicos. Sólo tres de ellos estaban completamente inservibles. Se decidió entonces que era interesante redirigir la sonda hacia un segundo cometa. De entre cinco posibles candidatos se escogió el cometa Grigg-Skjellerup ya que era posible alcanzarlo en sólo dos años tras realizar una asistencia gravitatoria con la propia Tierra. Giotto tomó una trayectoria que la llevaría el 2 de julio de 1990 a 22730 km de nuestro planeta, resultando la primera sonda en realizar esta maniobra con la Tierra, y que en los años siguientes resultó ser una tarea habitual por parte de futuras sondas. Durante el sobrevuelo se realizaron observaciones del campo magnético terrestre y su entorno de partículas energéticas (Sondas espaciales, 2003).

1.3.5 Deep Space 1

Esta sonda presentaba entre sus principales características la del uso por primera vez de los motores de propulsión iónica, que aceleran el vehículo de manera lenta pero constante, y capaz de obtener una velocidad alrededor de 10 veces superior a la de los motores de propulsión química. Pertenece al programa New Millenium.

El 28 de julio de 1999 sobrevoló el asteroide Braille, obteniendo unos datos muy interesantes para el conocimiento de estos objetos. En septiembre de 2001, se encontró con el cometa Borrelli, proporcionando las mejores imágenes y datos jamás conocidos hasta entonces de un núcleo cometario (Sondas espaciales, 2003).

1.3.6 Contour

El COmet Nucleus TOUR (CONTOUR) fue una misión fallida, tras la pérdida de contacto después de reiterados intentos de comunicar con ella. La causa que se ha barajado es que la estructura no pudo soportar el calentamiento de uno de los motores. Era una misión de la clase Discovery cuyo objetivo primario era el sobrevuelo de dos cometas, para desplazarse a un tercero más tarde. Los objetivos eran obtener imágenes del núcleo con una resolución de 4 m, realizar un barrido espectral del núcleo con una resolución entre 100 y 200 m, y obtener datos de la composición detallada de gas y polvo en el entorno próximo al núcleo (Sondas espaciales, 2003).

1.3.7 Stardust

Stardust es una misión cuyo fin principal es la de recoger muestras de polvo y partículas volátiles en el coma del cometa P/Wild2. También perseguía el objetivo de recoger muestras de granos de polvo interestelares. Una vez en tierra, las muestras cometarias representando las sustancias primitivas de la formación del Sistema Solar, serán sometidas a detallados análisis para obtener sus propiedades elementales, isotópicas, mineralógicas, químicas y biogénicas.

El 31 de diciembre de 2003 Stardust penetró dentro de la coma del cometa, con objeto de recoger las partículas que se almacenaron en el contenedor que volverá a la Tierra el 15 de enero de 2006. Durante su incursión en la coma con los escudos desplegados, al menos 10 impactos consiguieron atravesar las primeras capas del mismos. Transmitió durante 30 horas datos e imágenes de enorme interés científico (JPL, 2003).

1.3.8 Deep Impact

Deep Impact, NASA Discovery mission es la primera misión espacial de la NASA que explora por debajo de la superficie de un cometa y revela los secretos de su interior. El 4 de julio de 2005, el lanzador de 360 km de la nave Deep Impact choca con el cometa Tempel 1. Las primeras estimaciones sobre la longitud del cráter se sitúan en torno a los 300 m, muy superior a lo previsto. Con el impacto, escombros de hielo y polvo saltan del cráter y dejan ver los materiales que hay debajo. Al mismo tiempo, la luz solar que se refleja en estos materiales ofrece un espectacular resplandor, que se apaga lentamente a medida que los escombros se disipan en el espacio o caen de nuevo en el cometa. Las imágenes del acercamiento, el impacto y las consecuencias se recogen y envían a la tierra por medio de cámaras y un espectrómetro. La Figura 2 muestra la secuencia tomadas durante el choque con el núcleo del cometa (NASA, 2004; JPL, 2005).

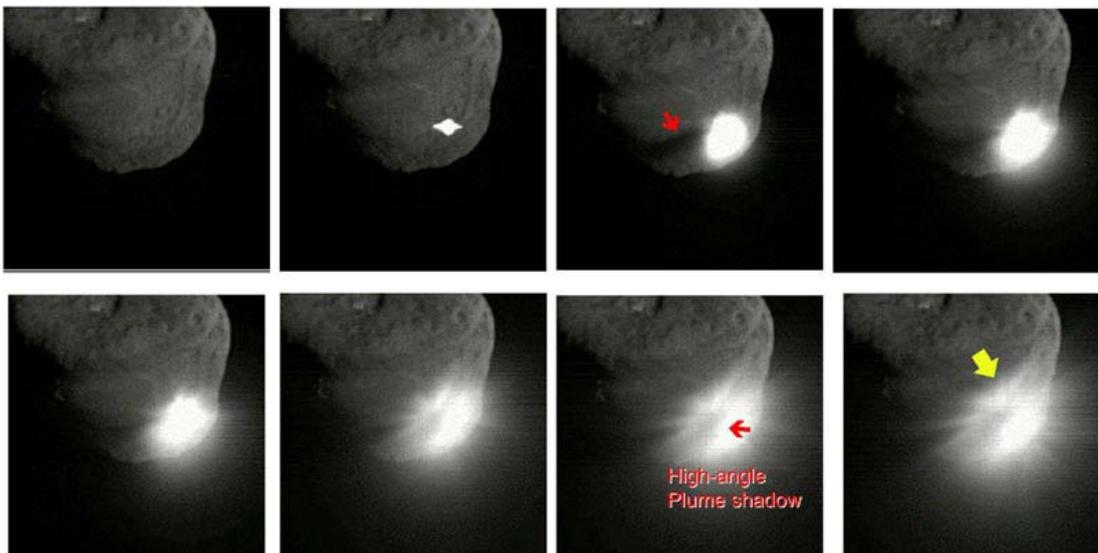


Figura 2. Secuencia de imágenes del cometa Tempel -1 durante el impacto.

Este impacto fue captado no sólo por esta sonda sino por otras sondas y telescopios desde la Tierra. Unas de estas sondas ha sido Rosetta, y en concreto el instrumento OSIRIS que captó imágenes del mismo para su posterior estudio. Cabe destacar el buen comportamiento del instrumento durante 17 días, desde el 28 de junio (23:45 TUC) hasta el 14 de julio (15:00 TUC), durante los cuales se efectuaron cambios de filtros cada minuto de ambas cámaras, lo que ha constituido una prueba muy exigente tanto a los mecanismos como a sus controladores, no habiéndose observado ningún tipo de error en los movimientos. Una de estas imágenes, en falso color, tomada a 80 millones de km se puede observar en la Figura 3 (Küppers y col., 2005; Keller y col., 2005).

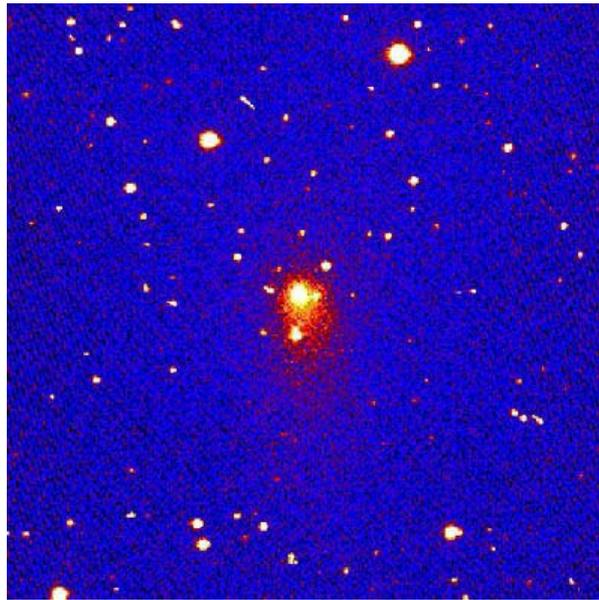


Figura 3. Imagen tomada por la cámara NAC a bordo de Rosetta instantes después del impacto.

1.4 La misión Rosetta

Rosetta es la tercera de las piedras angulares de las misiones a largo plazo del programa Horizon 2000 de la ESA. Su lanzamiento previsto para enero del año 2003, tuvo que ser pospuesto al mes de febrero del 2004, con cambio del cometa y asteroides objetos de la misión. El día 2 de marzo de 2004 fue finalmente lanzado desde la base de Kourou, en la Guayana Francesa, a bordo de un vehículo tipo Ariane 5, que efectuó una ignición retrasada de una etapa superior de los motores para conseguir escapar del campo gravitatorio de la Tierra. Esta misión forma parte de un conjunto de misiones planetarias en las que se incluyen Mars Express, Smart1 hacia la Luna y Bepi-Colombo hacia Mercurio (Rosetta payload system team, 2000).

La sonda empleará cuatro maniobras de asistencia gravitatoria (Marte-Tierra-Tierra-Tierra) para que adquiera la suficiente energía que permita el encuentro con el cometa. Las fases de la misión se describen en la Tabla 3 (ESA, 2005).

Sucesos	Fecha
Lanzamiento	2 de marzo de 2004
1ª asistencia gravitatoria en la Tierra	Marzo 2005
1ª asistencia gravitatoria en Marte	Febrero 2007
2ª asistencia gravitatoria en la Tierra	Noviembre 2007
Sobrevuelo asteroide Steins	Septiembre 2008
3ª asistencia gravitatoria en la Tierra	Noviembre 2009
Sobrevuelo asteroide Lutetia	Julio 2010
Entra en hibernación	Julio 2011
Sale de hibernación	Enero 2014
Maniobra de encuentro	Mayo 2014
Comienzo del cartografiado global	Agosto 2014
Aterrizaje de Philae	Noviembre 2014
Paso por el perihelio	Agosto 2015
Fin de la misión	Diciembre 2015

Tabla 3. Principales hitos de la misión Rosetta

Los primeros barridos de la superficie del núcleo se conocen como *cartografiado* global. Se requiere que 67P/Churyumov-Gerasimenko esté sujeto a una iluminación del sol al menos en un 80% para que se pueda obtener un mapa de alta resolución (≤ 10 cm). Durante esta fase se podrán obtener la forma del núcleo, propiedades superficiales y características cinemáticas y gravitacionales. Se usarán órbitas polares alrededor del cometa a distancias entre 5 y 25 veces el radio del núcleo para obtener el mapa superficial. Al final de esta fase, se seleccionarán algunas áreas (500 m x 500 m), para su observación más cercana. Idealmente todos los instrumentos del orbital estarán operativos durante esta fase. Debido a la gran distancia geocéntrica y la baja velocidad en el enlace de datos, de tan sólo 5 kbytes/s, será preciso un preprocesado a bordo y un almacenamiento intermedio de datos en la memoria de estado sólido. Al final de la fase de observación cercana, se seleccionará el lugar para que el vehículo de aterrizaje Philae se pose sobre la superficie del cometa. Dicho vehículo será soltado en una órbita excéntrica. Un mecanismo de eyección lo separará del orbital con una velocidad relativa de 1.5 m/s. El momento y dirección se escogerán de manera que la plataforma llegue con una misma velocidad horizontal y vertical con respecto a la superficie local que se encontrará rotando. Después de soltar Philae, el orbital será introducido en una órbita que sea óptima para recibir los datos transmitidos desde la superficie de 67P/Churyumov-Gerasimenko. Las primeras actividades del vehículo superficial durarán alrededor de dos semanas. Después de esto, el orbital seguirá al menos 200 días en una órbita cercana al núcleo hasta el paso

por el perihelio. La Figura 4 muestra una impresión artística de Rosetta al soltar el módulo Philae.



Figura 4. Rosetta y Philae.

1.5 Objetivos científicos de Rosetta

Los principales objetivos de Rosetta son la investigación del origen del Sistema Solar mediante el estudio del origen de los cometas, y el estudio de la relación entre la materia interestelar y la cometaria. Se considera que los cometas son los objetos que tienen la materia menos procesada del Sistema Solar formada por la condensación de la nebulosa proto-solar. Es probable que incluso los granos pre-solares hayan sido

preservados en estos cuerpos. Así, las propiedades físicas y constitutivas pueden ser una clave en su formación y evolución. La evidencia directa sobre el material cometario, en particular de los volátiles, es, no obstante, tremendamente difícil de obtener. La mayoría de los procesos físico-químicos, como la sublimación, reacciones fotoquímicas y las interacciones con el viento solar alteran el material originalmente presente en el núcleo. Las especies observables desde la Tierra o incluso desde los sobrevuelos a los cometas son, por tanto, representativas de la actual composición del núcleo, a pesar de que la actual información disponible demuestra el bajo nivel de la evolución del material cometario. Para recuperar la información sobre la composición del núcleo cometario y sobre los procesos que lo alteran, es necesario monitorizar *in situ* el núcleo y las cercanías del mismo mediante investigaciones analíticas muy sensibles. Las metas de las medidas de Rosetta son (Keller y col, 2006):

- La caracterización global del núcleo, determinación de las propiedades dinámicas y la composición y morfología de la superficie.
- Determinación de la composición química, mineralógica e isotópica de los volátiles y refractarios en un núcleo cometario.
- Determinación de las propiedades físicas y la interrelación de volátiles y refractarios en un núcleo cometario.
- Estudio del desarrollo de la actividad cometaria y el proceso en las capas superficiales del núcleo y el interior del coma (interacción gas-polvo)

1.6 La carga útil de Rosetta: el orbital y el vehículo de aterrizaje

1.6.1 Instrumentos del orbital.

A continuación se describen brevemente los instrumentos que forman parte del orbital de Rosetta. Los instrumentos GIADA y OSIRIS, por la implicación de este trabajo en ellos, constituirán un capítulo aparte.

1.6.1.1 Alice.

Es un espectrómetro ultravioleta de bajo coste, masa y consumo, basado en el HIPPS UV de Pluto, que ha sido optimizado para esta misión, aumentándose su sensibilidad, campo de visión, ancho de banda e incorporándole un sistema microprocesado para

hacerlo compatible con Rosetta. Está diseñado para obtener espectros en el ultravioleta en la banda de 700 a 2050 Å, con resoluciones entre 9.8 y 12.5 Å. Está basado en un espectrógrafo del tipo círculo de Rowland. Tiene un detector diseñado en base a una configuración de placas microcanal y un ánodo bidimensional del tipo de *cuñas y bandas*. Los objetivos científicos principales son la detección y medida de gases nobles desprendidos del núcleo que proporcionarán información sobre la temperatura de la formación y la historia térmica del cometa desde su formación, las abundancias atómicas en el coma, abundancia de iones mayoritarios en la cola, y velocidades de producción, variabilidad y estructura del H₂O y el CO/CO₂ que generan la actividad cometaria. Además Alice permitirá la investigación de las propiedades del núcleo en el ultravioleta (Stern y col., 1998).

1.6.1.2 CONSERT (COmet Nucleous Sounding Experiment by Radiowave Transmission)

Estudiará el interior del cometa mediante ondas electromagnéticas. Está basado en la utilización de dos unidades similares, una en el orbital, y la otra en el módulo Philae. Transmite pulsos codificados del orden de 100 MHz que son recibidos e integrados en dicho módulo y que, a su vez, son retransmitidos hacia el orbital. Dentro del núcleo del cometa las ondas electromagnéticas se propagan a menor velocidad y pierden energía. Estos efectos son dependientes de la permitividad, de la porosidad, etc. Un detallado análisis de las ondas que hayan traspasado completa o parcialmente el núcleo proporcionará información sobre el interior del mismo. Los objetivos científicos fundamentales de este instrumento son: la medida de las propiedades eléctricas, la detección de estructuras incrustadas de gran tamaño y la detección de irregularidades de pequeña escala dentro del núcleo (Barbin y col., 1999).

1.6.1.3 COSIMA (COmetary Secondary Ion Mass Analyzer)

Es un espectrómetro de masas de iones secundarios de medida de tiempo de vuelo. Está formado por un colector de polvo, un manipulador de muestras, un microscopio para inspeccionar la fuente primaria de iones y el espectrómetro. El polvo es almacenado en una rueda que posee 25 posiciones y que se expone al cometa, siendo las muestras almacenadas y analizadas con el espectrómetro. Su principal objetivo es, por tanto, la de recoger, almacenar y analizar *in situ* partículas de polvo cometario para determinar sus componentes orgánicos e inorgánicos (Lcon, 2002).

1.6.1.4 MIDAS (*Micro Imaging Dust Analysis System*)

Este instrumento recoge partículas y obtiene su imagen tridimensional utilizando técnicas de microscopía de fuerza atómica (AFM), proporcionando información sobre la morfología y estadística de la población de granos de polvo, incluyendo la textura, forma, tamaño y flujo. El instrumento posee una rueda colectora de muestras con 200 facetas en su perímetro, que proporcionan, cada una, cientos de áreas independientes de $50\ \mu\text{m} \times 50\ \mu\text{m}$. La resolución espacial obtenida es de unos pocos de nm. Estas prestaciones son adecuadas para el estudio del entorno cometario y permite obtener las propiedades físicas de las partículas de polvo que no pueden ser obtenidas de otra manera. La información sobre la textura es indispensable para ayudar a clarificar la relación de los constituyentes del polvo (Riedler y col., 1998).

1.6.1.5 MIRO (*Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter*)

Es un instrumento consistente en dos radiómetros heterodinos, uno operando en longitudes de onda milimétricas (190 GHz) y el otro operando en submilimétricas (562 GHz). Ambos están configurados como un espectrómetro de muy alta resolución. MIRO deberá determinar la naturaleza del núcleo, su desgasificación, y el desarrollo del coma. Medirá la cantidad de agua y sus isómeros 17 y 18, monóxido de carbono, amoníaco y metanol para determinar la cantidad de especies volátiles mayoritarias, así como la relación de isótopos clave en el núcleo. Medirá también las temperaturas de la superficie y la velocidad de desgasificación (MIRO Team, 2000).

1.6.1.6 ROSINA (*Rosetta Orbiter Spectrometer for Ion and Neutral Analysis*)

ROSINA es un instrumento que está formado por tres tipos de subsistemas: un espectrómetro de masas de doble enfoque, un reflectrón de tiempo de vuelo y un monitor dinámico de iones y partículas neutras. ROSINA tendrá unas posibilidades sin precedentes hasta ahora que incluyen: un rango muy amplio en las masas desde 1 UMA hasta > 300 UMAs, resolución de masas muy alta (capaz de resolver el CO del N_2 y el ^{13}C del ^{12}CH), rango dinámico muy amplio y alta sensibilidad, y, además, la posibilidad de determinar el gas y las velocidades y temperaturas de los flujos de iones y partículas neutras. El objetivo científico principal de este instrumento es determinar

la composición elemental, isotópica y molecular de la atmósfera y la ionosfera del cometa (Balsiger y col., 1998).

1.6.1.7 RPC (*Rosetta Plasma Consortium*)

Es un experimento formado por cinco sensores con objeto de estudiar el entorno de plasma del cometa. Estos sensores son: una sonda de Langmuir, un sensor electrónico e iónico, un analizador de composición iónica, un magnetómetro y una sonda de impedancia mutua. Los objetivos científicos están en concordancia con los de Rosetta, y, de manera particular, RPC estudiará la física de plasmas que permitirá un mejor conocimiento del núcleo y la interacción entre el coma y el medio interplanetario (Lee y col., 2003; Trotignon y col., 1999).

1.6.1.8 RSI (*the Rosetta orbiter Radio Science investigations*)

Este instrumento usará los transmisores y receptores existentes en el orbital. Uno de los objetivos de RSI es la determinación del flujo de masa cometaria total (gas y polvo) cuando Rosetta se encuentre en la órbita de 67P/Churyumov-Gerasimenko. Usará las portadoras de radio en frecuencias en la banda X (8.4 GHz) y la banda S (2.3 GHz) y medirá los cambios ligeros en la velocidad relativa entre la sonda y la estación de seguimiento, efecto Doppler, inducidos por las fuerzas perturbadoras debidas al gas y al flujo de polvo alrededor de la sonda (NSSDC, 2001).

1.6.1.9 VIRTIS (*Visible InfraRed Thermal Imaging Spectrometer*)

El instrumento combina una doble capacidad: es una cámara de alta resolución en visible e infrarrojo que cubre el rango desde 0.25 μm a 5 μm con una moderada resolución espectral (canal M de VIRTIS) y un espectroscopio de alta resolución en el rango de 2 a 5 μm (canal H). Ambos canales observarán las mismas áreas del cometa en modos combinados. Los objetivos científicos principales de VIRTIS son: determinar la naturaleza de los sólidos en la superficie del núcleo (composición de hielos, polvo y caracterización de componentes orgánicos), identificar las especies gaseosas, caracterizar las condiciones físicas del coma, medir la temperatura del núcleo y ayudar a seleccionar el lugar para que el Philae se pose en la superficie del cometa (Coradini y col., 1999 y 1998).

1.6.2 Instrumentos de Philae

La sonda destinada a aterrizar en el núcleo, Philae, será el primer vehículo que se pose sobre la superficie de un cometa y que estudie el mismo durante algunos meses. Este vehículo, tras ser eyectado del orbital se posará sobre el núcleo del cometa. En el momento del contacto el mecanismo de aterrizaje se autoajustará al terreno y amortiguará el momento del impacto. Este mecanismo ha sido uno de los cambios más profundos que ha habido que hacer debido a que la gravedad del cometa 67P/Churyumov-Gerasimenko es superior al de 46P/Wirtanen. En el mismo instante del impacto, se lanzará un arpón conectado a una atadura hacia la superficie del cometa para que permita anclar la sonda al mismo. Los instrumentos que incorpora esta sonda se describen brevemente a continuación (Biele, 2002; Biele y col., 2002).

1.6.2.1 APX (Alpha Xray Spectrometer)

APX es un instrumento que irradia la superficie del cometa con una fuente alfa y mide el espectro de las partículas alfa retrodispersadas y las características alfa inducidas de la radiación de rayos X. Proporcionará información sobre la composición elemental del material debajo de la sonda que no pueden ser obtenidos de los resultados de los analizadores de gas. Sólo la composición atómica de las capas más altas se puede obtener a partir de APX.

1.6.2.2 ÇIVA(Comet nucleus Infrared and Visible Analyser)

Es un conjunto de instrumentos de imagen diseñados para caracterizar el lugar de muestreo y aterrizaje, un panorama de 360° visto desde la sonda y las muestras recolectadas por el instrumento Sampling Drill and Distribution system (SD²). Consta de una cámara estéreo y panorámica (ÇIVA-P) y una cámara microscópica acoplada a un espectrómetro infrarrojo (ÇIVA-M) que comparten una unidad de procesos de datos. El módulo P caracterizará el lugar de aterrizaje, desde las patas de la sonda hasta el horizonte local, proporcionando un mapa del albedo y detectando manifestaciones de actividad y cambios en la superficie no detectados por el orbital. El módulo M caracterizará, mediante un análisis no destructivo, la textura, albedo, composición mineralógica y, en parte, también la molecular de las muestras recogidas

por SD². El espectrómetro deberá también identificar los elementos orgánicos mayoritarios en los volátiles y los refractarios orgánicos.

1.6.2.3 COSAC (COMetary Sampling And Composition experiment)

Comprende un espectrómetro de masas, un cromatógrafo de gas y una galga de presión. Los dos primeros se usan normalmente en modo conjunto. Los objetivos científicos de COSAC son: la identificación de los componentes volátiles generados de manera natural y pirolíticamente y sus moléculas precedentes.

1.6.2.4 CONSERT

Ya ha sido descrito en el orbital.

1.6.2.5 MUPUS (MULTI-PURpose Sensor experiment)

Este instrumento consta de tres partes:

- Un penetrador de 40 cm que se incrustará dentro del núcleo a una distancia de un metro de la sonda. Durante el proceso de penetración, la dureza del material será medida por medio de un densitómetro y un sensor de profundidad. Está equipado con un conjunto de sondas de temperatura para determinar la misma en función de la profundidad y del aislamiento.
- Un acelerómetro y un sensor de temperatura emplazados en el arpón que permitirá medidas térmicas y de dureza en profundidades mayores que las obtenidas por el penetrador.
- Un radiómetro de cuatro canales infrarrojo que medirá las temperaturas de la superficie en los alrededores de la sonda.

1.6.2.6 MODULUS/PTOLEMY (Method Of Determinig and Understanding Light elements from Unequivocal Stable isotope compositions)

El instrumento consta de un espectrómetro de masas diseñado para el análisis isotópico y determinación de los datos de la analítica cualitativa, como por ejemplo, determinar los tipos de gases presentes en una muestra. También se determinará la

separación química de isobaras que se efectuará mediante cromatografía de gases. El espectrómetro de masas operará en el rango de 10 a 200 UMAs.

1.6.2.7 ROLIS (ROsetta Lander Imaging System)

ROLIS es una cámara con un sensor del tipo *coupled charge device* (CCD) en miniatura localizada en la parte superior de la sonda y orientada hacia abajo. Desde aquí ROLIS puede observar una región de alrededor de 30 cm x 30 cm de la superficie del núcleo con una resolución de 0.3 mm/píxel. Para iluminar este campo, ROLIS incorpora cuatro matrices de diodos luminosos (LED) que irradian desde el visible hasta el infrarrojo cercano. También operará durante la fase de descenso, adquiriendo imágenes del lugar de aterrizaje y sus alrededores antes de que se pose sobre Philae.

1.6.2.8 ROMAP (ROsetta lander MAgnetometer and sPectrometer)

ROMAP comprende un sensor de campo magnético y un monitor de plasma. Sus principales objetivos científicos son el campo magnético y las medidas de plasma para estudiar la actividad cometaria en función de la distancia heliocéntrica. Durante el descenso investigará la estructura de la magnetización remanente.

1.6.2.9 SD² (Sampling Drill and Distribution system)

Es capaz de perforar y muestrear en cualquier punto de un círculo de 0.40 m de radio alrededor de la sonda con una profundidad de 25 cm. Ha demostrado la posibilidad de perforar hasta 3 MPa (equivalentes a un sólido helado con incrustaciones de piedras).

1.6.2.10 SESAME (Surface Electrical, Seismic and Acoustic Monitoring Experiment)

SESAME es un instrumento que consta de tres módulos:

- SESAME-CASSE que se ha desarrollado para el estudio mediante una sonda acústica de las propiedades mecánicas de las capas superficiales más altas. Consta de actuadores piezoeléctricos y acelerómetros en los

pies de la sonda. Las propiedades de la superficie próxima se determinará por sondas sísmicas.

- SESAME –PP que sondea las propiedades de la permitividad. Se utilizarán cinco electrodos desplegados para medir el suelo con una técnica de matriz de cuadripolos a varias frecuencias. Con estas medidas se estudiará el contenido de agua y su variación.
- SESAME-DIM es un monitor de impacto de polvo tridimensional. Investigará el flujo de pequeñas partículas que golpean las placas piezo-sensoras del instrumento.

2 Los instrumentos GIADA y OSIRIS

2.1 Introducción

Estos dos instrumentos merecen una mención aparte, puesto que el IAA ha tenido una participación directa en ambos, no sólo en su concepto, sino en su construcción.

Las cargas útiles para satélites suelen ser fruto de consorcios internacionales de instituciones públicas y privadas. Los elevados costos y la complejidad de los diseños aconsejan la integración de diferentes equipos altamente especializados en los diferentes campos que necesitan ser cubiertos cuando se diseña un instrumento para la Astrofísica del Espacio. En este caso, el IAA ha participado como co-líder en ambos. El instrumento GIADA ha sido desarrollado por un consorcio de 5 institutos y liderados por el IUN/OAC de Italia. El IAA en GIADA ha sido el responsable del diseño de GIADA-2, la electrónica principal. El instrumento OSIRIS ha sido desarrollado por un consorcio de 10 instituciones lideradas por el MPS de Alemania. En OSIRIS, el IAA ha sido el responsable de diseñar el controlador de mecanismos de las cámaras, además de liderar el consorcio español formado por IAA, INTA (Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial) responsable de los convertidores de potencia y las ruedas de filtros y UPM (Universidad Politécnica de Madrid) responsable de los estudios térmicos y estructurales del instrumento.

2.2 GIADA (*Grain Impact Analyser and Dust Accumulator*)

El experimento GIADA es un instrumento dedicado al estudio de la evolución del flujo de polvo cometario y las propiedades dinámicas de los granos de polvo. Para alcanzar las prestaciones requeridas y el retorno científico deseado, se ha diseñado un instrumento con sensores múltiples. Es capaz de detectar el paso de un grano mediante la difusión de la luz de una cortina de láseres, el momento mediante

transductores piezoeléctricos y el flujo de masa mediante microbalanzas de cristal de cuarzo (Bussoleti y col., 1999 ; Colangeli, 2002).

2.2.1 Objetivos científicos de GIADA

Los objetivos científicos primarios de GIADA son:

- **Las medidas del flujo de polvo y granos directos y reflejados.** La aproximación más usada para modelar la evolución de polvo en el entorno del coma del cometa está basada en la emisión estacionaria por parte de un núcleo puntual e isotrópico. No obstante, en la realidad hay muchas complicaciones para dicho modelo. En la actualidad se sabe que las partículas de polvo, los granos, son sensibles a la presión de la radiación solar. Por lo tanto, para cada posición en el espacio con respecto al cometa, se deben considerar dos conjuntos de granos cometarios: aquellos que llegan directamente del núcleo (granos directos) y los que llegan de la dirección del sol, bajo la acción de la presión de la radiación solar (granos reflejados). Los dos conjuntos se caracterizan por una evolución dinámica y tiempo de eyección del núcleo, diferentes. En el caso de Rosetta, la velocidad de la sonda será siempre mucho más pequeña que la velocidad de escape de la superficie del núcleo; los granos directos y reflejados pueden ser reconocidos y recogidos simultáneamente desde diferentes direcciones. La cantidad relativa dependerá de la posición de la sonda a lo largo de la órbita. Por tanto, un experimento de recolección de polvo capaz de visualizar el flujo de partículas procedentes de diferentes direcciones permitirá discriminar los dos conjuntos de polvo, por primera vez *in situ*. Ésta es la misión primaria del instrumento para poder determinar la distribución de tamaños de polvo en el núcleo. Debido a que la distribución de tamaño influye fuertemente en las estimaciones de pérdida de masa, esta determinación es fundamental para definir la mayoría de las propiedades del polvo.
- **Medidas de la distribución de momentos y velocidad frente al tamaño de los granos directos.** Para un tamaño de granos, se puede esperar una amplia distribución de velocidades. Las observaciones efectuadas del coma desde la Tierra no permiten suponer la velocidad del polvo. Gracias a GIADA, será posible medir el momento, el valor absoluto de la velocidad y, a partir de aquí, obtener la masa de los granos individuales. Para un ángulo de visión suficientemente pequeño en la dirección del núcleo y para la

mayoría de las posiciones relativas sol, sonda y núcleo, es posible suponer que los granos recogidos son directos. Estas medidas de la distribución de velocidad con respecto a la masa, su dispersión y la relación entre la velocidad más probable y la masa serán obtenidas por primera vez *in situ*.

- **Estudio de la evolución de polvo** en el coma en términos de variación de la distribución de tamaños y su correlación con la fragmentación y/o las áreas activas de emisión del núcleo. Las variaciones de flujo que posiblemente medirá GIADA, podrían presentar una relación con las regiones identificadas por las cámaras y espectrómetros a bordo de Rosetta.
- **Caracterizar la evolución temporal del polvo** en relación con la evolución del núcleo y la anisotropía de la emisión. La resolución temporal que se alcanza desde tierra es generalmente muy pobre (mayores de un día).
- **La determinación de la relación entre gas y polvo**, combinando los resultados de GIADA con otros experimentos, tales como el espectrómetro de masas.
- **Interpretación de las imágenes** de las cámaras visible e infrarroja y datos del espectrómetro de masas del coma y núcleo.
- GIADA deberá jugar un importante papel en la salud y seguridad del resto de los experimentos, evitando la contaminación de los elementos ópticos del resto de los instrumentos, ya que, permite monitorizar y predecir las velocidades de deposición de polvo.

2.2.2 Descripción del instrumento

Los módulos integrantes de GIADA forman un solo bloque albergados en un solo contenedor: GIADA-1, GIADA-2 y GIADA-3. La Figura 5 muestra el aspecto que tiene GIADA sin los protectores térmicos y la Figura 6 muestra un diagrama del instrumento en 3D.

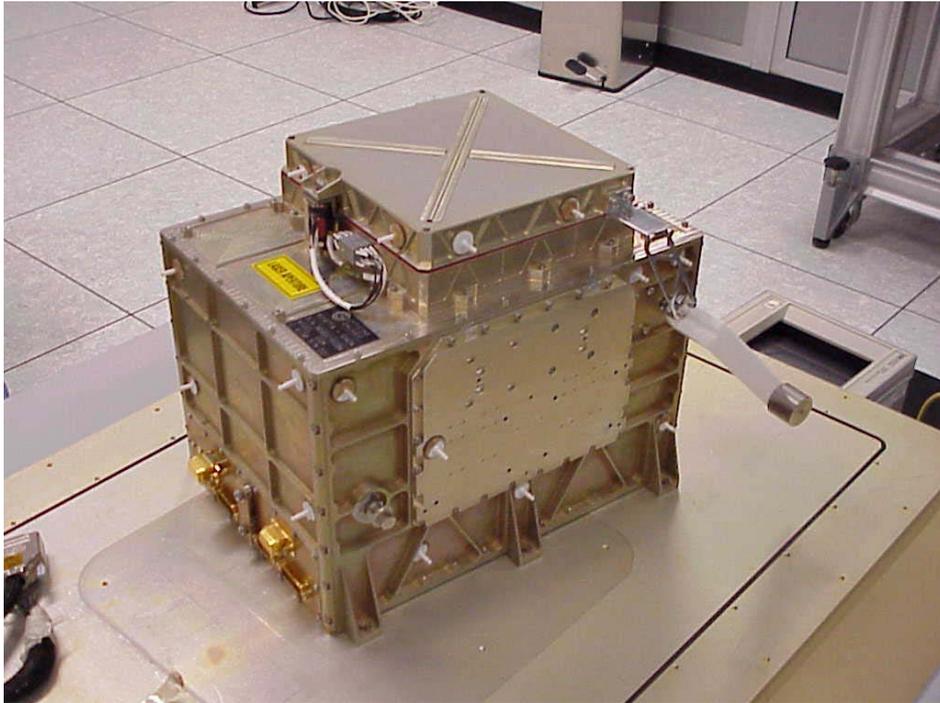


Figura 5. Imagen de GIADA

¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo.

Figura 6. Modelo 3D de GIADA.

2.2.3 GIADA1

El módulo GIADA-1 incluye los subsistemas de detección de granos de polvo GDS (*Grain Detection System*) y el sensor de impacto IS (*Impact Sensor*) que están orientados a la medida del momento y la velocidad escalar de granos simples. Apuntará la mayoría del tiempo hacia el núcleo con el fin de detectar granos directos principalmente. Tanto GIADA-1 como GIADA-3 están protegidos por una cubierta en la entrada que es abatible mediante un mecanismo accionado por un motor paso a paso.

El concepto general es el de medir el tiempo de paso del grano entre dos etapas de referencia plano paralelas, determinándose el tiempo de vuelo, y de esta manera la velocidad, para cada uno de los granos entrantes en un ángulo permitido mediante un *baffle* de entrada. El momento transferido durante el impacto sobre la superficie de la etapa inferior permite determinar el momento de la partícula. Esta aproximación permite la determinación de la masa de cada grano analizado. La medida

puede ser convertida en tamaño cuando se mida la densidad típica de los granos mediante otros experimentos a bordo de Rosetta.

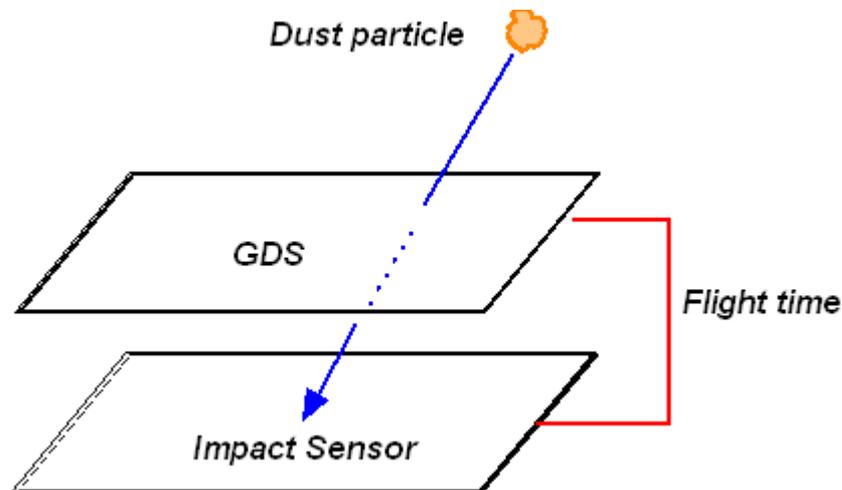


Figura 7. Detección de la velocidad de la partícula

La monitorización del paso del grano a través del GDS está basada en una detección óptica (ver Figura 7). La radiación emitida por cuatro diodos láser forma una cortina de luz en el plano de medida y ocho detectores (fotodiodos) colocados a 90° con respecto a las fuentes, detectan la luz difundida y reflejada cuando está pasando el grano. La eficiencia de la difusión/reflexión de los granos depende fundamentalmente de su tamaño y su composición química, mientras que el límite inferior de detección del GDS viene impuesto por la potencia del láser emisor y la sensibilidad de los fotodiodos. La densidad de potencia de la radiación láser de la cortina es de 0.5 W/cm^2 . Está limitada por la potencia suministrada por la fuente de Rosetta y por restricciones de temperatura.

Se han utilizado diversas técnicas con el fin de reducir el ruido y la sensibilidad a luz espuria externa. La emisión del láser se hace de manera alterna con una frecuencia de 100 kHz. Esto posibilita la detección síncrona solamente. Se han colocado filtros interferenciales delante de los sensores para seleccionar una banda bastante estrecha ($\sim 20 \text{ nm}$) sobre la frecuencia central del láser. Por último, la señal procesada es la diferencia entre dos canales adyacentes. Esto permite reducir mucho el impacto de la luz parásita externa en la señal. También se ha tenido en cuenta la luz parásita interna, mediante el uso de una óptica de baja dispersión (Mazzota y col., 2002; Esposito y col., 2002).

El IS constituye la etapa inferior de GIADA-1 y consiste en un diafragma de aluminio de un grosor de 0.5 mm, con un área de 100 mm x 100 mm y equipado con cinco sensores piezoeléctricos cerámicos capaces de detectar el impacto del grano y que tiene una frecuencia de resonancia de $f= 200 \text{ KHz}$. Están colocados en las cuatro esquinas y el centro de la membrana respectivamente (ver Figura 8). Cuando un grano impacta en el diafragma del IS, se genera una onda acústica que se propaga a lo largo de la placa. Cuando la onda alcanza al sensor piezoeléctrico, este comienza a vibrar a la frecuencia de resonancia y genera un voltaje proporcional al momento del grano incidente, que puede ser medido mediante las calibraciones. Los límites de detección son debidos al ruido tanto mecánico como eléctrico y a la eficiencia de la placa sensora y de los piezoeléctricos. La geometría de la placa ha sido elegida para que tenga una frecuencia de propagación cercana a la de resonancia de los cristales.

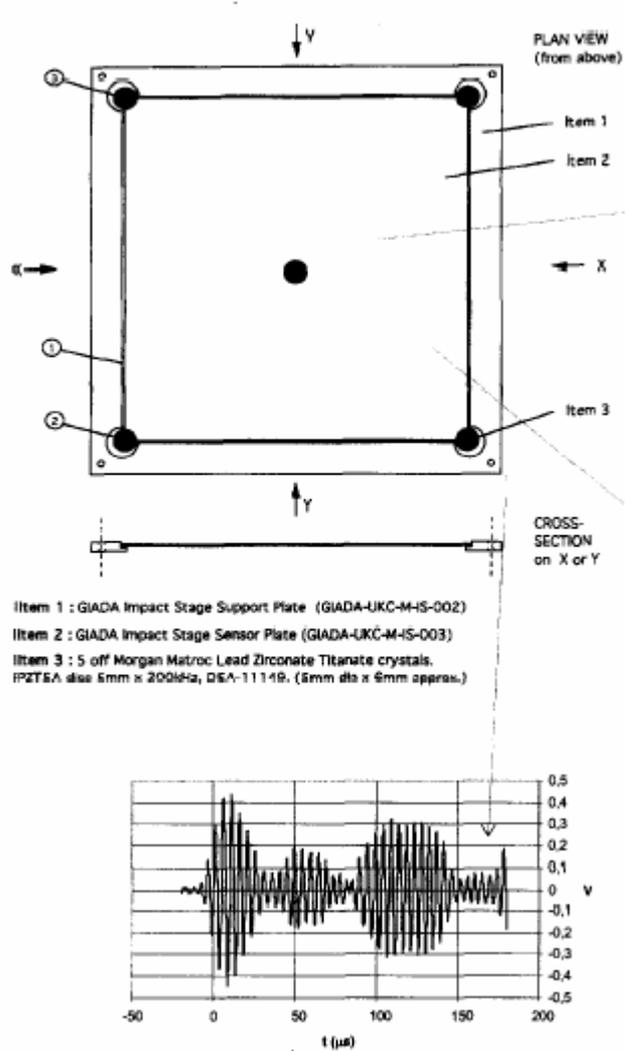


Figura 8. Sensor de impacto

2.2.4 GIADA-2

El módulo GIADA-2 es el subsistema de la electrónica que contiene la fuente de alimentación, la unidad de proceso de datos, el interfaz con la electrónica de Rosetta, y la tarjeta de adquisición analógica. Su descripción completa se hace en un capítulo aparte.

2.2.5 GIADA-3

Este módulo está orientado a medir la deposición de polvo acumulada durante el tiempo, y está formada por cinco dispositivos denominados como sistemas microbalanzas (MBS), apuntando a diferentes direcciones y colocados alrededor del *baffle* principal. Cada MBS está dotada, a su vez, con un *baffle* que permite tener ángulos de impacto de alrededor de 40° (FWHM).

Los MBS están basados en transductores piezoeléctricos que proporcionan una señal de salida cuya frecuencia es proporcional a la masa depositada en el sensor. Según el principio de funcionamiento el parámetro físico que se mide es el desplazamiento sufrido por la frecuencia de resonancia del cristal del oscilador de cuarzo. Este desplazamiento es debido a la variación en su masa como resultado de la deposición de material. Utilizando cristales cuya frecuencia tiene una extremadamente pequeña dependencia con la temperatura, se puede alcanzar una gran sensibilidad en la detección de la variación de masa. Se puede obtener una mejora del sistema de detección utilizando una señal de referencia procedente de un segundo cristal de cuarzo. La frecuencia de batido de las señales mezcladas es relativamente independiente de las fluctuaciones de la temperatura y de las fuentes de alimentación. El sensor consiste, pues, en un par de cristales de cuarzo unidos, resonando a frecuencias del orden de 10 MHz. El cristal de sensado tiene una superficie de exposición de unas pocas décimas de centímetro cuadrado y su desplazamiento en frecuencia es de aproximadamente 1 kHz por debajo de la del cristal de referencia. La salida del circuito mezclador proporciona una señal que está linealmente relacionada con la masa depositada en un rango de frecuencia de hasta el 1% de la frecuencia de resonancia.

Las microbalanzas se han utilizado ampliamente hasta ahora en experimentos espaciales para medida de la contaminación gaseosa. En el caso de medidas de flujo de partículas sólidas, el coeficiente de adherencia es un parámetro fundamental que tiene que ser controlado para garantizar la recogida eficiente. En general puede ser configurado escogiendo características superficiales adecuadas. La rugosidad de la superficie y unos recubrimientos especiales se escogen para alcanzar los requerimientos de adherencia y permanencia de las partículas. Los parámetros más importantes que caracterizan a los MBS son su sensibilidad a la masa y su rango. La estabilidad y precisión de las medidas de la frecuencia de salida marcan los límites de detección de las microbalanzas.

2.3 OSIRIS (Optical, Spectroscopic and InfraRed Imaging System)

En la misión Giotto de la ESA hacia el cometa Halley la cámara multicolor homónima del cometa proporcionó las más detalladas imágenes del núcleo durante su rápido sobrevuelo en marzo de 1986. Las imágenes revelaron un gran núcleo elipsoidal con un bajo albedo y ligeramente rojizo. Las emisiones de polvo fueron evidentes sólo en áreas discretas que cubrían entre el 10 y el 15 por ciento de la superficie del núcleo. Asimismo, se reconocieron rasgos distintivos de la superficie y estructuras en la emisión de polvo. Las imágenes obtenidas respondieron a preguntas fundamentales sobre la naturaleza del núcleo cometario y la fuente de gas y polvo, mostrando la existencia de un núcleo sólido único, tal como había sido descrito por Whipple. No obstante, la comparativamente baja resolución de las imágenes (> 50 m/pixel) y el limitado tiempo dentro del interior del coma (≈ 15 minutos) supuso que las preguntas concretas sobre la estructura del núcleo y la naturaleza de su actividad permanecieran sin respuesta. Para responderlas es necesario alcanzar el objetivo de obtener unas imágenes más cercanas del núcleo con dos tipos de observación.

Por un lado se necesita un sistema de imagen de alta resolución para investigar el núcleo por sí mismo. Este sistema debería poder resolver longitudes a una escala característica capaz de indicar cómo se ha formado el núcleo. Debería poder observar cómo las propiedades físicas de la superficie son las causantes de la actividad y cómo esta actividad afecta a la estructura de la superficie. Por otro lado se necesita un sistema de gran campo de visión para investigar las propiedades del flujo de gas y polvo procedentes del núcleo.

Para conseguir estos objetivos tan diferentes, el consorcio OSIRIS propuso un sistema de dos cámaras. Una cámara de ángulo estrecho, NAC (*Narrow-Angle Camera*) con alta resolución, y una cámara de ángulo ancho, WAC (*Wide-Angle Camera*) que permita la observación de partes extensas del interior del coma e investigar la emisión de gas y polvo (Thomas y col., 1998).

2.3.1 Objetivos científicos del instrumento OSIRIS

Las metas científicas principales para la cámara NAC son:

- Determinar el estado rotacional del núcleo y su momento de inercia.
- Determinar el volumen y densidad del núcleo.
- Investigar los rasgos topográficos y los procesos físicos asociados.

- Hacer un mapa de la abigarrada superficie (hielos, elementos orgánicos, superficies inertes).
- Investigar el color y la mineralogía de la superficie regolítica y el grado de no homogeneidad.
- Determinar la velocidad de pérdida de masa y estimar la magnitud de las fuerzas no-gravitacionales.
- Búsqueda y caracterización del lugar o lugares para el aterrizaje de Philae.
- Analizar los términos de variabilidad en escala de tiempo cortas, estallidos y procesos de difusión en la corteza.
- Búsqueda de materiales afectados gravitacionalmente, incluyendo partículas grandes que podrían dañar la sonda.

La cámara WAC se usa para:

- Identificar y cuantificar todas las fuentes de emisión de gas y medir su variación con el tiempo.
- Búsqueda de evidencias de la fragmentación de partículas, aceleración, condensación y efectos ópticos cerca de la fuente de polvo.
- Determinar el campo de flujo del polvo en la superficie y su evolución temporal.
- Cuantificar la actividad en el lado no iluminado y los efectos de la inercia térmica durante la emisión.

2.3.2 Descripción del instrumento

En la Figura 9 se presenta un diagrama de bloques del instrumento OSIRIS.

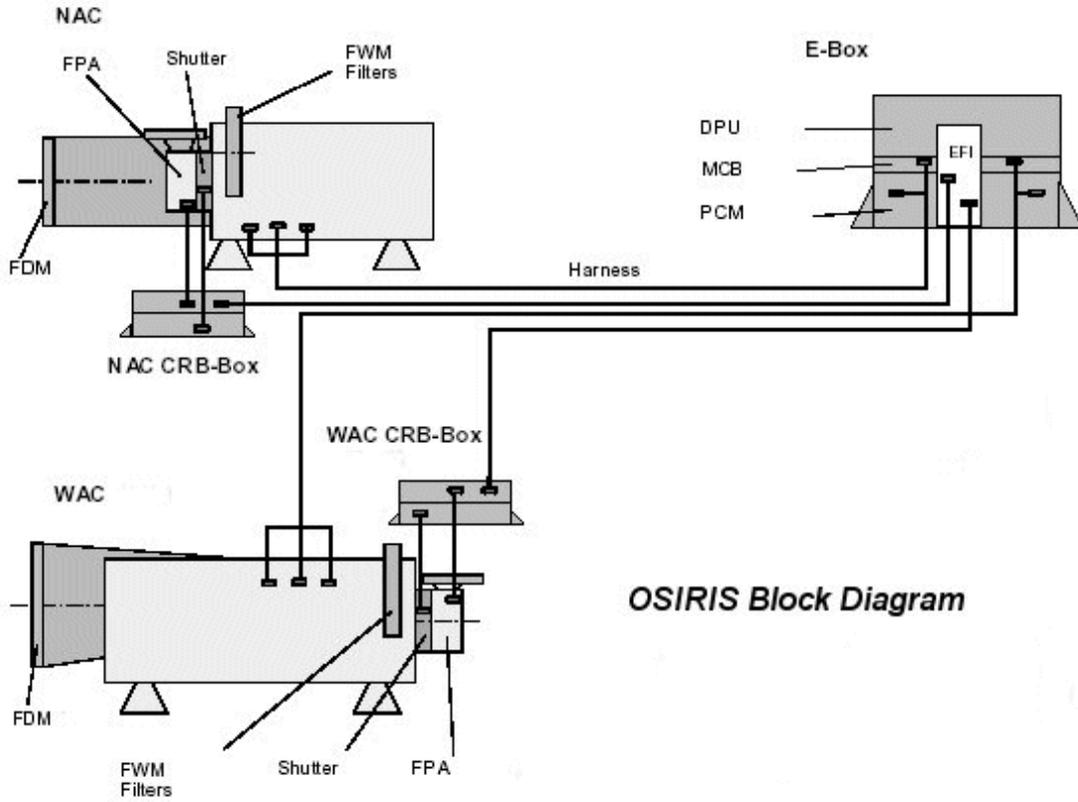


Figura 9. El instrumento OSIRIS

Ambas cámaras están equipadas con subsistemas idénticos del plano focal (FPA), mecanismo de obturación (SHM), 2 mecanismos de ruedas de filtros (FWM) y el mecanismo de la puerta de entrada de luz (FDM). Las cajas con la electrónica de lectura de las CCD (CRB) están próximas a sus respectivas cámaras.

En general los mecanismos móviles para el espacio suponen siempre un reto. En este caso tampoco ha sido una excepción. Las ruedas de filtros son un ejemplo claro de esto. Por cada una de las cámaras existe una doble rueda de 8 filtros cada una con un complicado diseño mecánico. Las lecturas de posición de cada una de las posiciones se realizan usando unos codificadores de posición tipo magnéticos. La velocidad del cambio de filtros y la precisión del posicionamiento han requerido del estudio de sistemas de enclavamiento bastante sofisticados. El aspecto que presenta el conjunto de las dos ruedas de filtros para la cámara WAC se muestra en la Figura 10.

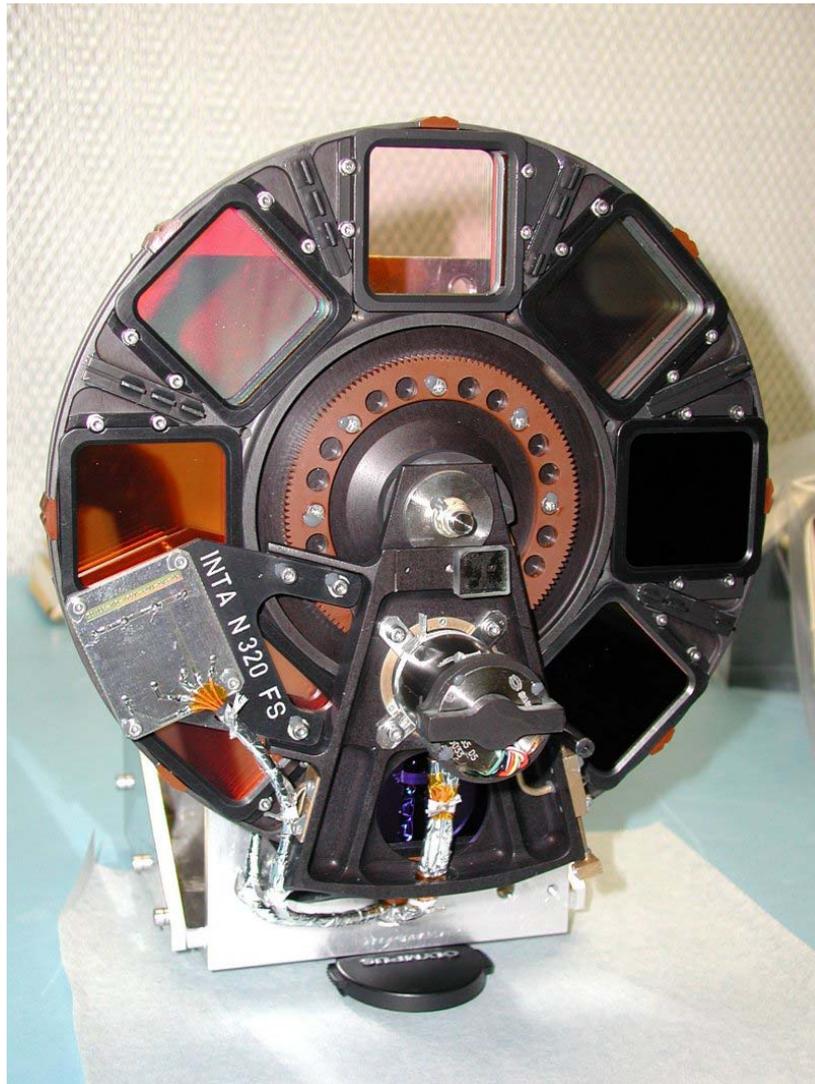


Figura 10. Aspecto de las ruedas de filtros de la cámara WAC.

Las principales características ópticas de las cámaras se muestran en la Tabla 4.

Parámetro	NAC	WAC
Resolución Angular ($\mu\text{rad}/\text{pix}$)	18.56	101
Longitud focal (mm)	767	132
Campo de visión	$2.18^\circ \times 2.18^\circ$	$12.0^\circ \times 12.1^\circ$
Focal	8	5.6
Banda pasante típica de los filtros (nm)	40	5
Rango de longitudes de onda (nm)	250-1000	245-800
Diseño óptico	3 espejos fuera eje	2 espejos fuera eje
Umbral de detección estimado (m_v)	16	11
Velocidad de lectura mínima (s/imagen)	3.5	3.5

Tabla 4. Características ópticas de NAC y WAC

Las cámaras usan el mismo tipo de sensor, el EEV CCD42-40 de la compañía británica EEV (actualmente E2V), iluminado por la parte trasera para incrementar su eficiencia cuántica y cuyas características se muestran en la Tabla 5.

Tamaño de la matriz	Cuadro completo, 2048 x 2048 pixeles
Tamaño de píxel	$13.5 \mu\text{m} \times 13.5 \mu\text{m}$
Número de salidas	2
Capacidad máxima del pozo	$> 100000 e^-$
Ruido de lectura	$< 7 e^- \text{ rms}$
Corriente de oscuridad	$\sim 200 e^-/\text{s}/\text{px}$ @ 293 K
Eficiencia cuántica	250 nm: 50%;400 nm: 60% 600nm: 80%;800 nm: 60%

	1000 nm: 6%
Temperatura de funcionamiento con corriente de oscuridad despreciable	< 200 K

Tabla 5. Características principales de los detectores CCD

2.3.3 La electrónica de OSIRIS

La arquitectura de la electrónica de OSIRIS se muestra en la Figura 11.

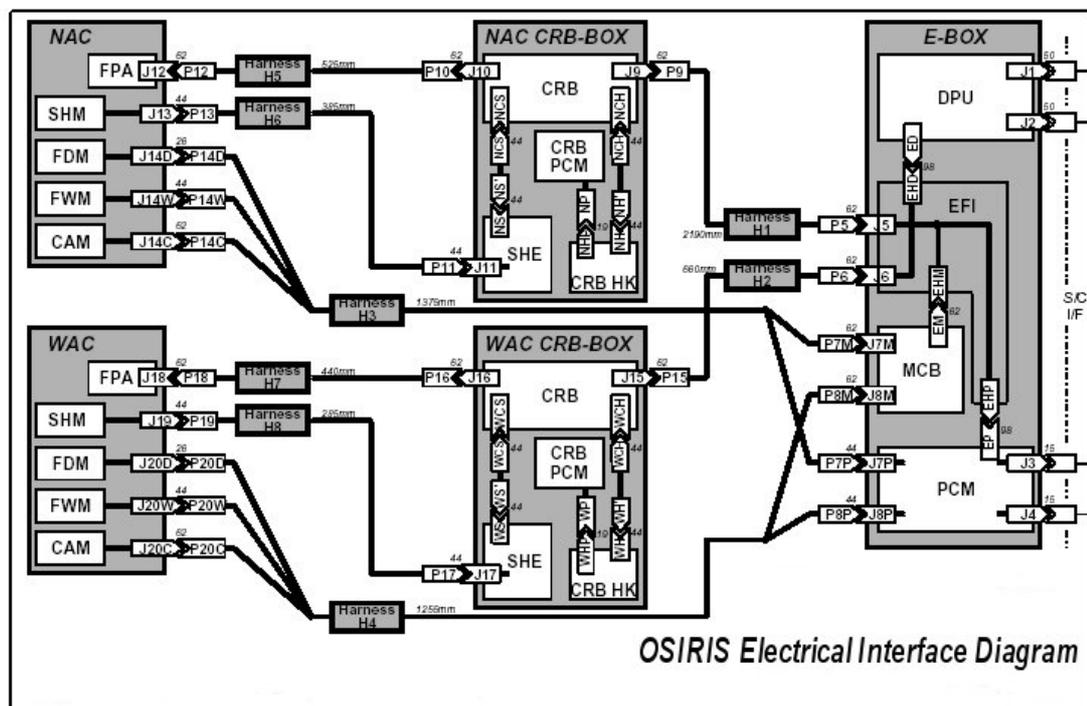


Figura 11. Diagrama de bloques de la electrónica de OSIRIS

El sistema está distribuido en cinco unidades: la electrónica de proximidad de cada cámara, las CRB-BOX, y la caja de la electrónica principal.

Las cámaras NAC y WAC contienen:

- El conjunto del plano focal (FPA) con sensores CCD, preamplificadores, calentadores y sensores de temperatura.

- El mecanismo del obturador (SHM) con los motores, los actuadores de seguridad, los codificadores de posición de las cuchillas y sensores de temperatura.
- El mecanismo de la puerta de entrada de luz (FDM) con un motor paso a paso, el actuador de seguridad, los codificadores de posición y sensores de temperatura.
- El mecanismo de las ruedas de filtros (FWM) con los motores paso a paso, los codificadores de posición y el sensor de temperatura.
- La electrónica de la cámara, consistente en lámparas de calibración, calentadores y sensores de temperaturas.

Las tarjetas de lectura de las CCD, *CCD Readout Board* (CRB) , incluyen:

- Los interfaces de la electrónica del plano focal, los convertidores A/D, el control de las CCD, los *driver* de la relojería y el interfaz con la electrónica principal.
- La tarjeta de adquisición de parámetros internos (CRB HK), que tiene la electrónica de lectura de voltajes, corrientes, temperaturas y tasas de radiación.
- La electrónica del obturador, con un controlador basado en FPGA, la memoria del perfil actual del movimiento de las cuchillas del obturador, los condensadores de almacenamiento de energía y los conmutadores de potencia.
- El convertidor de potencia dedicado a esta electrónica.

La caja de la electrónica principal posee tres módulos funcionales:

- La unidad de procesamiento de datos (DPU) desarrollada por la ESA y basada en los procesadores digitales de señal (DSP) de Analog Devices, en su versión espacial, la tarjeta de extensión (EXT) con los circuitos de interfaz con la electrónica de Rosetta, la tarjeta de almacenamiento masivo en memoria (MMB) con una capacidad de 4 Gbits , y la tarjeta de interfaz con el resto de subsistemas de OSIRIS, la DIB.
- La unidad controladora de mecanismos (MCB), que incluye los controladores de las ruedas de filtros y puertas, basada en FPGA, los *driver* de potencia de los motores y la electrónica de adquisición de parámetros internos y codificación de posiciones.
- El módulo convertidor de potencia (PCM) con los convertidores DC/DC conmutados, la protección de sobrecorrientes, los filtros de protección a interferencias electromagnéticas, EMI, los relés de estado sólido y

conmutadores de control de distribución de la potencia, y el subsistema de adquisición de parámetros internos, voltajes y corrientes.

La Figura 12 muestra un dibujo en 3D con el aspecto de las dos cámaras, colocadas en la sonda OSIRIS.

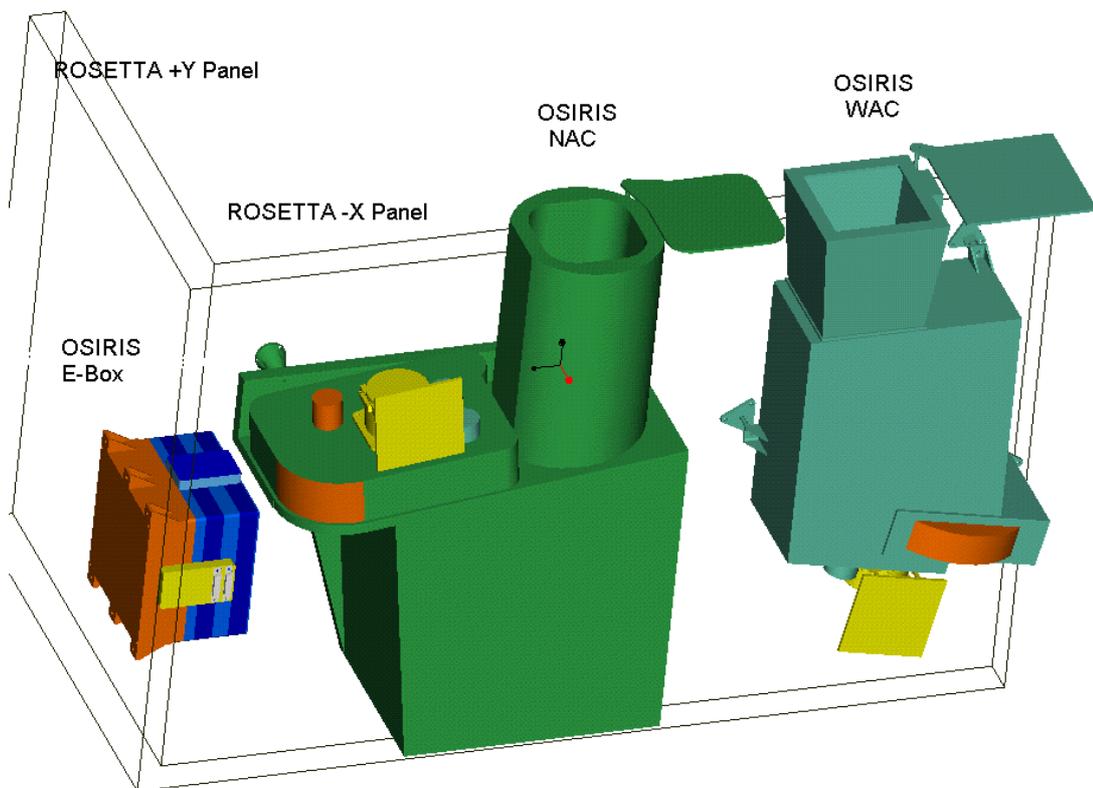


Figura 12. Disposición de OSIRIS en Rosetta

3 Las peculiaridades del diseño electrónico en aplicaciones espaciales

3.1 Introducción

Normalmente un instrumento o subsistema que tiene que ser lanzado empieza con restricciones acusadas en masa, tamaño, consumo y también económicas. Su volumen debe de ser habitualmente minimizado para permitir el máximo de instrumentación posible. Además, al compartir unos recursos energéticos limitados, el consumo tiene que ser bajo comparado con un equipo similar para instrumentación terrestre. Pero, a todo esto, lo peor es que estos no son los únicos inconvenientes.

Los problemas ya se presentan desde la fase de diseño, fabricación y ensamblado. El proceso de suele ser bastante largo, típicamente entre 5 y 10 años, antes de ser lanzado. Los componentes y subsistemas requieren unas condiciones controladas de almacenamiento y manipulación para evitar su degradación, lo que además hace encarecer enormemente su precio.

En la fase de lanzamiento los componentes, subsistemas y sistemas están sometidos a altos niveles de vibración, altas aceleraciones durante el ascenso, choques mecánicos debido a la activación de dispositivos pirotécnicos, un entorno rápidamente cambiante de temperatura, y en la mayoría de los lanzadores, de un brusco descenso de la presión ambiental.

Una vez situado en su entorno de operatividad o durante su viaje espacial, los satélites se encuentran expuestos a fuerte radiación solar, radiaciones ionizantes o cósmicas. Incluso a veces se ven envueltos en colisiones con meteoritos o micrometeoritos, o con trozos de *basura* espacial. Aparte de estos efectos de radiación, existen también problemas de desgasificación debido al vacío de su entorno, fatigas de material o incluso cambios en su composición química provocados por la radiación ultravioleta (Fortescue y col. , 2003).

3.2 El diseño mecánico.

El diseño mecánico es un factor determinante para todos los subsistemas de una misión espacial. Los estudios tendentes a minimizar los efectos de la vibración y de los choques son absolutamente imprescindibles, y de hecho, uno de los primeros modelos que se construye es el modelo estructural y térmico que permita determinar posibles errores en el diseño. La mayoría de las cargas sobre la estructura se producen durante el lanzamiento, aunque, pueden presentarse en menor grado durante su fase operativa debido fundamentalmente a elementos móviles de los instrumentos o encendido de motores para posicionamientos y giros. Existen diferentes tipos de carga, que son detalladas a continuación.

- **Cargas casi-estáticas:** Este término se usa para describir las cargas que se propagan con la misma intensidad a toda la plataforma. El máximo de estas cargas se presenta normalmente durante el encendido de los motores principales.
- **Vibración seno:** Se define de manera simple como la envolvente de todas las vibraciones transitorias de baja frecuencia que pueden aparecer durante el lanzamiento. Para las pruebas de cualificación de vibración seno se utiliza una maquina de vibrar o “sacudidor”.
- **Ruido acústico y vibración *random*:** La mayor excitación de ruido acústico se produce en el despegue. La respuesta estructural al ruido acústico se predice y mide en términos de vibración *random*.
- **Cargas de choque.** Se sufren cuando se activa algún elemento pirotécnico o explosivo, o durante la ignición de los motores y consiste en una rápida transferencia de energía, produciendo un significativo aumento de la presión, velocidad, aceleración o desplazamiento del sistema.

El modo de vibración es la manera estándar en la que un sistema puede vibrar. Cada modo de vibración se asocia con una frecuencia natural particular y representa un grado de libertad. El modo de resonancia fundamental se denomina normalmente frecuencia natural o frecuencia de resonancia, y, habitualmente, es la que presenta mayores desplazamientos y mayores esfuerzos.

El elemento electrónico más significativo respecto a las vibraciones es el circuito impreso. La distribución de los componentes, su orientación y la sujeción del

mismo a la estructura son factores determinantes a la hora de diseñar los circuitos, de manera que se minimicen los efectos no deseados de la vibración.

Los componentes más susceptibles son, además de soldados, pegados utilizando adhesivos cualificados (Steinberg, 2000).

3.3 El diseño térmico.

Otro de los aspectos importantes del diseño es el que se refiere a los aspectos térmicos de los circuitos. Los componentes cualificados para el espacio tienen rangos de temperatura de funcionamiento y almacenamiento extendidos, ya que se verán sometidos durante su vida operativa a gradientes térmicos bruscos. El calor es generado tanto dentro del satélite como por el entorno. El intercambio de calor entre la plataforma y su entorno es el que determina la temperatura de sus componentes.

Una importante característica del entorno es el alto vacío existente, lo cual implica que el calentamiento aerodinámico no es nada significativo. Las fuentes de radiación son:

- Radiación solar directa.
- Radiación solar reflejada de los planetas más cercanos.
- Energía térmica radiada por los planetas más cercanos (radiación planetaria).
- Radiación de la plataforma hacia el espacio profundo.

Se hace necesario que los dispositivos estén controlados térmicamente evitando que las temperaturas salgan fuera del rango de operación o almacenamiento. Este control puede ser pasivo o activo.

Las técnicas de control térmico pasivo consisten esencialmente en la selección del acabado de las superficies, del control de los caminos de conducción térmica utilizando dispositivos como caloductos y el uso de sistemas de aislamiento, como mantas térmicas denominadas MLI (*multilayer insulation*). La Figura 13 muestra el sistema de aislamiento térmico de Rosetta.

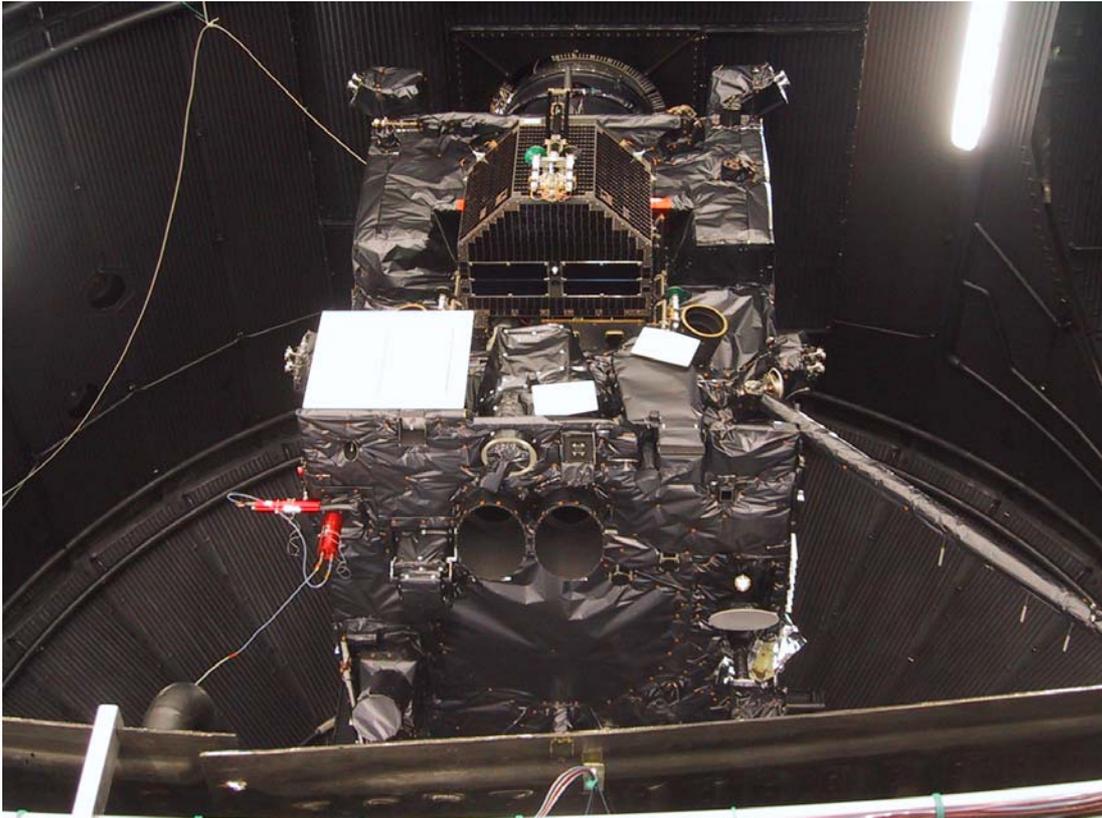


Figura 13. MLI de Rosetta.

El control activo es generalmente más complejo que el pasivo, y a menudo consume potencia e incluso recursos de telemetría. Los sistemas activos son menos fiables y normalmente, más pesados. Como regla general, los sistemas activos se deben usar sólo cuando es imposible alcanzar los requerimientos con métodos pasivos. Se utilizan en sistemas muy sensibles a la temperatura, como el caso de los telescopios o de los sensores, en los que las condiciones ambientales son muy variables. Los más usuales son los calentadores, caloductos de conductancia variable, persianas o refrigeradores.

Los sistemas son sometidos a ensayos de termovaciación con diferentes ciclos para comprobar su funcionamiento a las temperaturas previstas (Fortescue y col.,2003).

3.4 Los problemas de interferencias electromagnéticas.

Normalmente un satélite artificial, y, fundamentalmente los científicos, están formados por un numeroso conjunto de instrumentos con una gran cantidad de elementos eléctricos y electrónicos asociados. Estos instrumentos o subsistemas podrían llegar a ser incompatibles entre ellos por los efectos de la transferencia de energía electromagnética, las denominadas EMI (*ElectroMagnetic Interference*). Los instrumentos se tienen que diseñar para que sean compatibles entre ellos, es decir, tienen que cumplir los requerimientos de EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*).

Las EMI se clasifican en cuatro categorías:

- Emisiones conducidas.
- Susceptibilidades conducidas.
- Emisiones radiadas.
- Susceptibilidades radiadas.

Limitar, disminuir o eliminar estas indeseables interferencias es objetivo de los diseñadores de cualquier instrumento, y, como no podía ser de otra manera, del diseño para el espacio. Estos objetivos son aplicables a varios niveles y se detallan a continuación (Clark y col.,1995).

3.4.1 Supresión en los circuitos impresos.

La supresión de EMI a nivel de los circuitos impresos involucra aspectos como la selección de los componentes, la limitación de los anchos de banda, el trazado de las pistas, o una buena conectividad a tierra.

La selección de los componentes adecuados para la EMC es tan importante como la de su elección con respecto a sus prestaciones. Los circuitos que resultan ser normalmente más ruidosos son los digitales, y los más susceptibles al ruido, los analógicos, aunque las oscilaciones en éstos últimos pueden producir interferencias nada despreciables. La elección de tecnologías “más lentas” puede ser una alternativa para mitigar los efectos de las interferencias.

La distribución de las tarjetas, de los componentes en las mismas y del rutado llegan a ser, sorprendentemente, eficaces. Técnicas como la separación entre las partes analógicas y digitales, utilización de planos de tierra separados o colocación de

los componentes más rápidos próximos a los conectores son requerimientos normales en el diseño de los circuitos y subsistemas.

3.4.2 Filtrado y aislamiento.

Estas técnicas previenen de la susceptibilidad y emisión conducidas. Se utilizan para atenuar el ruido, evitándolo, absorbiéndolo o rechazándolo. Existe un gran número de técnicas de filtrado que se utilizan en el espacio, así como componentes especiales de filtrado como ferritas, condensadores pasamuros o condensadores de tres polos.

En cuanto al aislamiento se utilizan comúnmente dos métodos, los transformadores de aislamiento y los optoacopladores. Los primeros pueden usarse en circuitos de potencia AC, fuentes conmutadas o en circuitos de señales analógicas como las líneas de datos de la norma MIL-STD-1553. Los segundos pueden tener anchos de banda hasta los 50 MHz, y trabajar tanto con niveles lógicos como analógicos.

3.4.3 Los apantallamientos.

Los apantallamientos son equivalentes a los filtros pero para las emisiones y susceptibilidades radiadas. Pueden referirse tanto a apantallamientos con cajas o superficies, como a las técnicas empleadas en el cableado entre subsistemas. Hay gran variedad de técnicas y materiales disponibles que cumplen tal fin.

El apantallamiento de los cables es uno de los requerimientos más habituales en el espacio. Así, dependiendo del tipo de señales que conduzcan, se utilizan desde pares trenzados hasta coaxiales, pasando incluso por dobles apantallamientos.

3.4.4 *Grounding* (La puesta a “tierra”).

El *grounding* se define como la referencia de un circuito eléctrico o circuitos a tierra o a un plano de referencia común. Un sistema es puesto a tierra por tres razones: seguridad, mejora de la operatividad y control de EMI. Los objetivos de un buen esquema de *grounding* son el de minimizar el ruido procedente de las corrientes que circulan a través de una impedancia común y el de impedir los bucles de tierra. Estos objetivos se realizan a dos niveles, el de la plataforma (satélite o

vehículo) y el del instrumento. Se muestran a continuación las técnicas más utilizadas (NASA, 98).

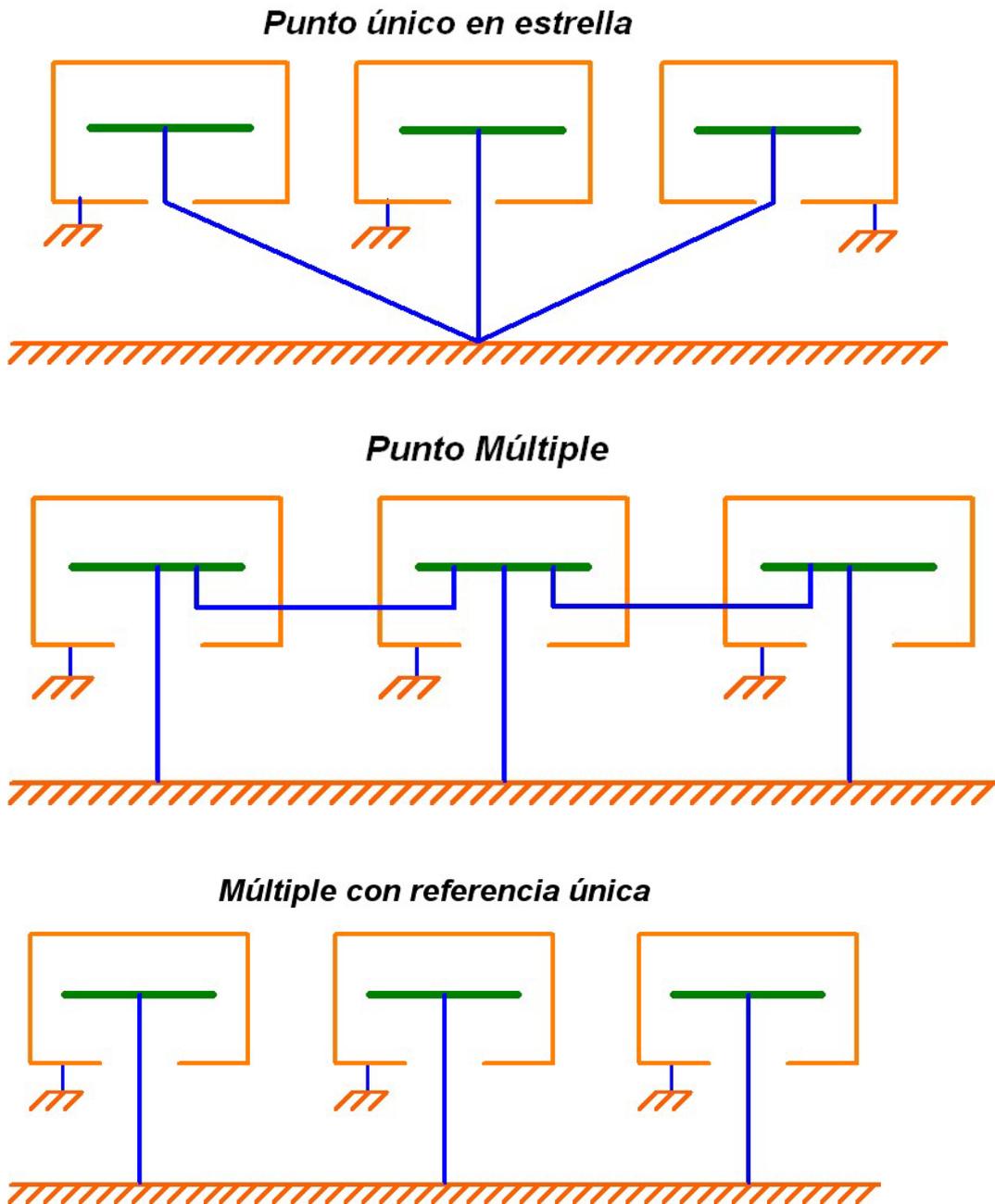


Figura 14. Principales técnicas de grounding.

Se puede ver como ejemplo en la Figura 15 el esquema de *grounding* empleado en GIADA-2.

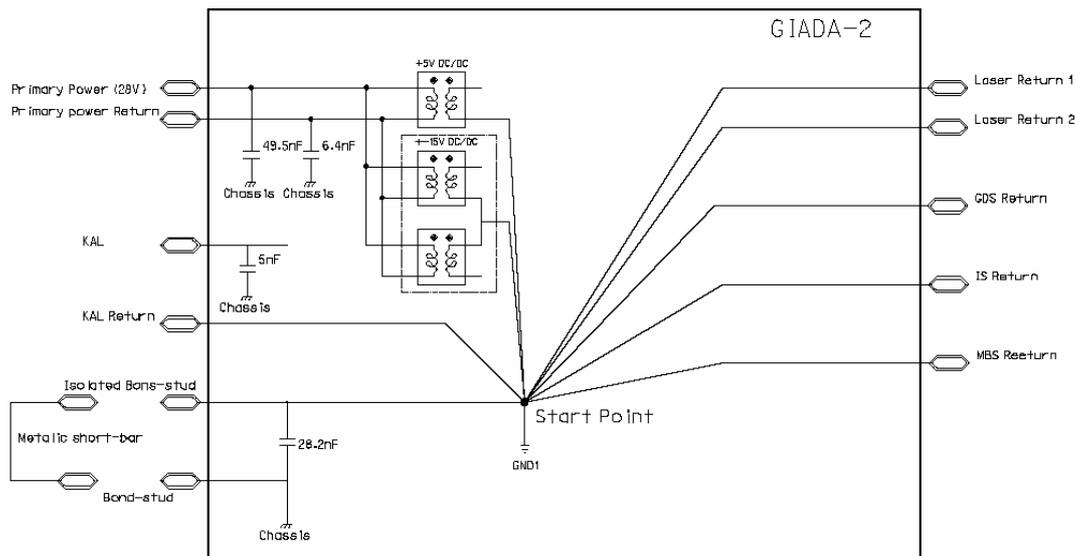


Figura 15. Grounding de GIADA2

3.5 Un entorno de radiación.

El entorno natural del espacio es el responsable de muchas perturbaciones de los sistemas electrónicos a bordo de los vehículos espaciales.

Los sistemas espaciales se ven envueltos durante su tiempo de vida en la interacción con un conjunto elevado de partículas. Estas partículas pueden ser clasificadas en dos conjuntos: las partículas *atrapadas* por las magnetosferas planetarias en los llamados *cinturones*, y las denominadas como *transitorias*.

Las partículas atrapadas están formadas por electrones, protones e iones pesados que pueden tener una energía que va desde las decenas de MeV hasta los 500 MeV. Estas partículas se encuentran en zonas localizadas que constituyen áreas arriesgadas de navegación.

Las partículas transitorias tienen orígenes distintos. Los protones e iones pesados proceden de las eyecciones de masa coronal o de las fulguraciones solares, con una energía que puede alcanzar el GeV, y las generadas fuera del Sistema Solar, denominados rayos cósmicos galácticos, que pueden alcanzar hasta los TeV, y que son producidos por las ondas de choque y los campos electromagnéticos interestelares. (Barth y col., 2003; Duzellier, 2005).

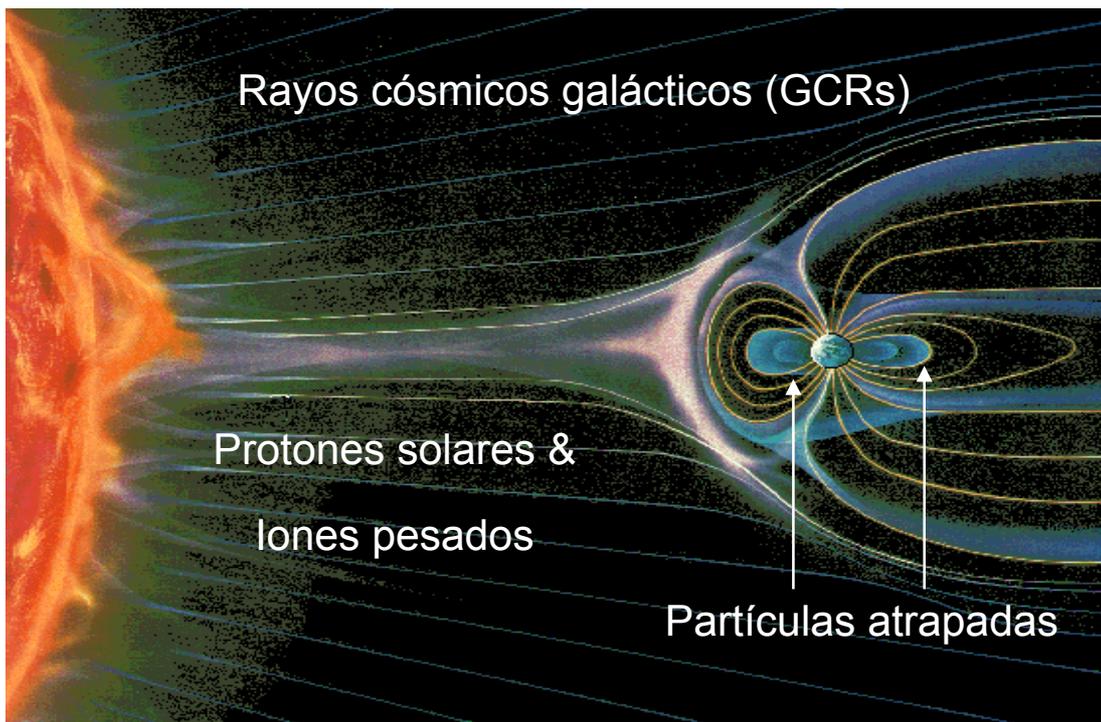


Figura 16. El entorno de radiación espacial

3.6 Efectos de la radiación en los sistemas electrónicos.

Existen tres tipos de fenómenos asociados a la radiación natural del entorno del espacio: La Dosis Total de Ionización, el Daño por Desplazamiento y los Efectos de Eventos Individuales (Pease y col.,1988; Chugg,1994).

3.6.1 Dosis Total de Ionización (TID).

La acumulación homogénea de dosis de ionización durante largo tiempo es conocida como Dosis Total de Ionización, TID. Se mide en una unidad denominada $\text{krad}(\text{SiO}_2)$. Un krad es equivalente a 100 erg/g . Afecta a dispositivos del tipos MOS y está relacionada con la generación de pares de electrones – hueco y conduce a una variación en los voltajes de umbral, que producirá diferentes efectos según sea el tipo de canal, p o n . Así, en los primeros, se forman corrientes de fuga, o inducen la conmutación *off* a *on* a 0 V .

3.6.2 Daño por Desplazamiento (DD).

La acumulación de dosis no ionizantes que producen el denominado efecto de Daño de Desplazamiento, DD. Se refiere al desplazamiento de los átomos de la red cristalina debido al impacto de la radiación. El efecto más pronunciado es la variación del tiempo de vida de los portadores minoritarios. Los elementos afectados son los paneles solares y los dispositivos bipolares.

3.6.3 Efectos de Eventos Individuales (SEE).

Las repentinas dosis altas de ionización, debidas a una sola partícula, provocan los denominados efectos de eventos individuales, SEE (*Single Event Effects*). Estos efectos son el fruto de la carga depositada por la partícula que atraviesa una región sensible de un dispositivo semiconductor. La cantidad de carga por unidad de longitud de la trayectoria de la partícula se denomina Transferencia de Energía Lineal (LET) y se mide en $\text{MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{mg}$. El parámetro que proporcionan los fabricantes de dispositivos cualificados es el del umbral de LET. Los diferentes SEE se pueden clasificar atendiendo a que sean no destructivos o destructivos. Entre los no destructivos están:

- El suceso individual de cambio de estado, SEU (*Single Event Upset*), que consiste en la corrupción de la información contenida en una celda de memoria, o en las salidas de *latches* o *Flip-Flops* de los dispositivos lógicos.
- El suceso múltiple de cambio de estado, MBU, idéntico al anterior, pero que afecta a más de una celda.
- Suceso individual de interrupción funcional, SEFI, consistente en una pérdida de funcionalidad, por cambio de modo de funcionamiento. Se presenta en dispositivos que actúan como controladores del sistema.
- Suceso individual de transitorio, SET. Consistente en un impulso de duración y amplitud variables. Se presenta en circuitos de señales mixtas o analógicos.
- Suceso individual de perturbación, SED. Se trata de un cambio temporal de la información contenida en una celda de memoria o dispositivo lógico.

Entre los destructivos, cabe mencionar:

- Suceso simple de *Latchup*. SEL. Es la disminución de la resistencia entre la alimentación y su retorno a tierra, generándose corrientes elevadas que destruyen el dispositivo. Es uno de los efectos menos deseables de la radiación. Se presenta en dispositivos CMOS y BICMOS.
- Suceso simple de quemado, SEB (*Single Events Burnout*). Este efecto se produce en transistores bipolares de potencia o en circuitos MOSFETs.
- Suceso simple de *snapback*, SESB, bastante parecido al SEL, pero en dispositivos MOSFET de canal -N o dispositivos tipo SOI (*Silicon on Insulator*).
- Suceso individual de ruptura de puerta, SEGR (*Single Events Gate Rupture*). Se presenta en dispositivos MOSFET de potencia y su efecto es la ruptura del aislamiento entre la puerta y el canal.

3.7 Mitigación de los efectos de la radiación

Los requerimientos de un sistema deben cumplirse en la implementación del mismo. Se muestran a continuación las opciones de la realización de un sistema para paliar los efectos de la radiación (Rasmussen, 1988).

- *Impedir los problemas de radiación*. Es la primera solución para mitigar los efectos de la radiación. Es tal la cantidad de condiciones medioambientales en el espacio que, si se tiene la posibilidad, el escoger un entorno menos severo es un factor determinante en el diseño de una misión. Otra de las maneras de evitar la radiación, sobre todo en lo que se refiere a la dosis total de ionización (TID), es la utilización de escudos de protección. Las partículas más fáciles de ser detenidas por el escudo son los electrones de baja energía, protones e iones. Éstos son parados con escudos de muy bajo espesor, que pueden acumular grandes cantidades de este tipo de radiación. Estos escudos pueden estar formados por materiales con bajo número atómico (Z), como el carbón, aluminio, etc., o por combinación de materiales de bajo Z seguido de materiales de alto Z , como el tungsteno, formándose escudos bicapa e incluso tricapa (Mangeret y col., 1996). La disposición de los subsistemas también es un factor importante. La colocación de los elementos más sensibles cerca de los dispositivos con más masa como los transformadores es también beneficioso, o su emplazamiento más interno dentro del vehículo. También existen los dispositivos

protegidos con materiales como el tántalo, aunque habitualmente sólo protegen un lado del componente. Excepto para los protones, los escudos no se muestran muy efectivos contra los SEE. Es más, algunos autores proponen que en algunas circunstancias pueden aumentar la velocidad de los SEU. La protección mediante escudos es también ineficaz frente a los neutrones.

- *Endurecimiento.* El siguiente paso en el diseño es la selección y uso de componentes endurecidos específicamente contra la radiación, existiendo multitud de métodos para alcanzar la tolerancia a la misma. Estas técnicas están relacionadas tanto con cambios en el proceso de fabricación que afecta a los materiales y a las propiedades de las uniones de los semiconductores, como a cambios en el circuito que permite la reducción o eliminación de la degradación o de los mecanismos de fallos. Los circuitos deben ser diseñados asumiendo el peor de los casos y disminuyendo en un factor importante los valores máximos o mínimos a los que será sometido en sus parámetros característicos. Esto es lo que se conoce como *derating*. La utilización de tecnologías más inmunes a la radiación, como la SOI o AsGa, es también una buena solución. De cualquier manera, la disponibilidad de componentes endurecidos es mucho menor que los puramente comerciales o incluso militares, además de ser órdenes de magnitud más caros que estos. Existen normas que dictan la cualificación de los componentes, como la MIL-STD-883 o la ESA/SCC-9000. Una clasificación “S” denota dispositivos conformes con una cualificación y conformidad con unas pruebas que los hacen idóneos para su uso en aplicaciones espaciales.
- *Tolerancia a los fallos.* Si se reconoce que el endurecimiento no resuelve completamente los problemas de tolerancia a la radiación, el único recurso que queda es el de la tolerancia a los fallos. La tolerancia a los fallos está usualmente asociada con los conceptos de redundancia de los sistemas y las implementaciones de circuitos de voto mayoritario, aunque existen otras soluciones. De esta manera, hay diseños en los que se incluyen limitadores de corriente o incluso detectores de radiación que hacen que el sistema se apague en

prevención de *latchup*. Aunque los votadores pueden ser una buena solución desde el punto de vista de los circuitos lógicos, no así para los circuitos analógicos, que precisan de uso de comparadores más sofisticados. La codificación es una forma de redundancia en la que se proporciona una información extra para poder recuperar la original cuando exista algún fallo.

- *Tolerancia a los SEU*. Hay bastantes aspectos que hacen que para los SEU haya que hacer consideraciones especiales. En primer lugar, en general, los SEU no producen un daño significativo, posibilitándose la recuperación completa del sistema, aunque en algunos casos pueden producir efectos catastróficos. Además, está la potencialmente alta frecuencia de estos eventos comparados con el resto. Otro aspecto es que los SEU están invariablemente relacionados a las memorias o a los circuitos de control. Juntos forman un problema que es único, tanto en su manifestación, como en su tratamiento. Con respecto a las memorias hay métodos que detectan el error y otros que lo detectan y corrigen. Así los más comunes son los de detección de paridad, chequeo de redundancia cíclica (CRC), códigos Hamming, codificación R-S (Reed-Solomon), codificación convolutiva o el protocolo de superposición. Son los denominados métodos EDAC (*Error Detection and Correction*). Estas técnicas podrían ser aplicables también a los circuitos de control, aunque la existencia de registros ocultos la imposibilitan. Así, los microprocesadores poseen tareas o subrutinas denominadas de salud y seguridad (H&S), o pueden utilizar rutinas para controlar los procesos de *watch-dog*, que pueden ser por software o por hardware. Un caso especial que será estudiado más adelante es el de la utilización de los votadores TMR (*Triple Modular Redundancy*) utilizados en las FPGAs (Label y Gates, 1996).

3.7.1 Las redundancias.

Además de los requerimientos de fiabilidad convencionales, los instrumentos espaciales se deben de diseñar para que, incluso en caso de fallo transitorio o permanente, continúen funcionando, mediante el uso de sistemas redundantes. De esta manera, se incluyen a bordo dos o más elementos, cada uno capaz de realizar la

misma función. La penalización en masa, volumen y consumo es manifiesta, pero, evidentemente, el riesgo asumido en caso de fallo sin la existencia de redundancias es muy grande. Se utilizan dos categorías de redundancias: las dinámicas o *stand-by*, en las que se requieren elementos externos que detecten, decidan o conmuten cuando existe un fallo, y las estáticas o activas, que no requieren de elementos externos que detecten el fallo, tomen alguna decisión de manera instantánea o conmuten al elemento redundante sin fallo. La Figura 17 muestra las redundancias *hardware* más importantes en aplicaciones espaciales (MIL-HDBK-338b, 1998).

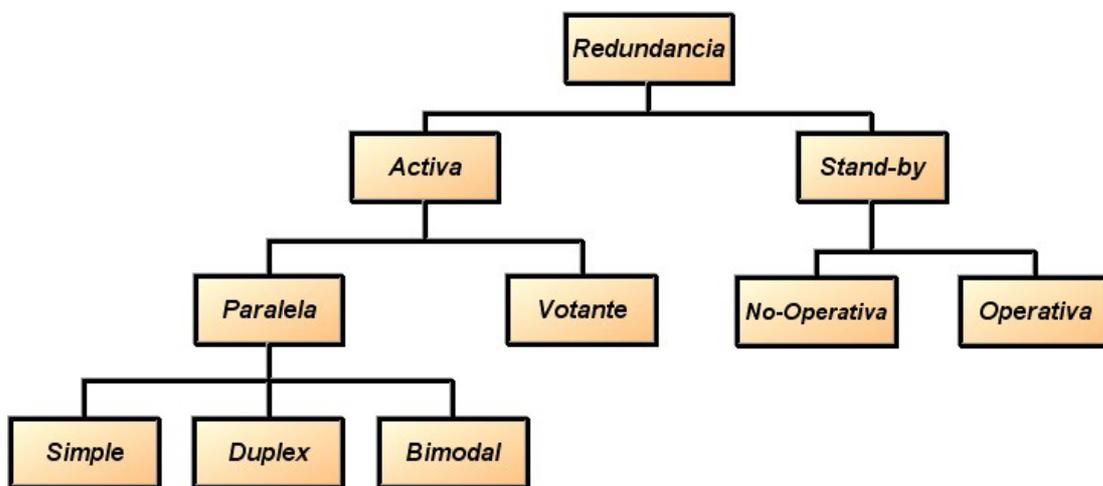
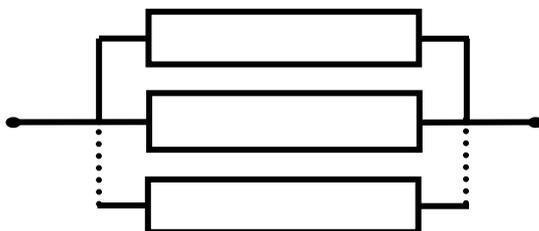
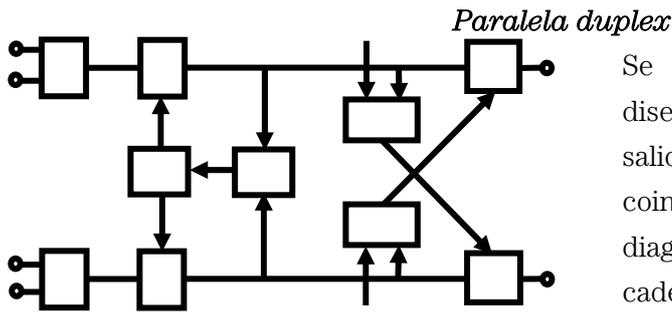


Figura 17. Redundancias *hardware* más importantes en el espacio

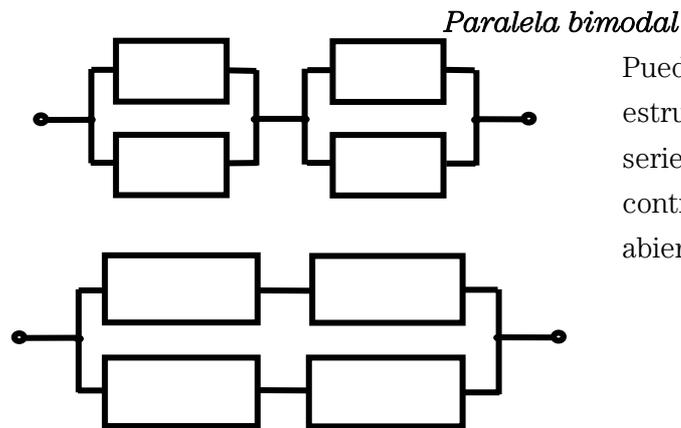
Paralela Simple



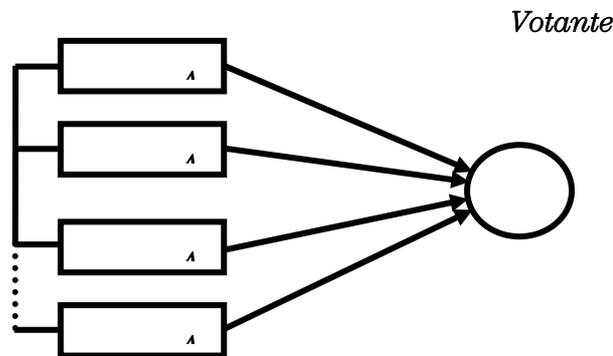
Es la forma más simple de redundancia, consistente en una combinación paralela de elementos. Si alguno falla, existen caminos idénticos que eliminan el fallo.



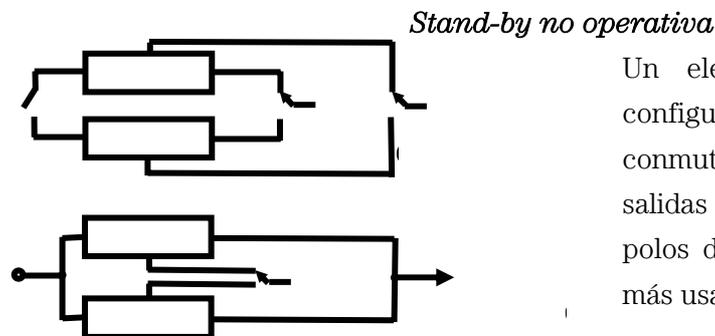
Se aplica a la parte lógica de los diseños. Un detector de errores a la salida de cada cadena, detecta la no coincidencia y comienza una rutina de diagnóstico tendente a averiguar la cadena que no funciona correctamente.



Pueden ser combinaciones de estructuras paralelas con otras en serie, y proporcionan protección contra elementos en cortocircuito o abiertos.



La salida de los elementos redundantes convergen en un votador que toma la decisión mayoritaria. Puede tener variantes como la adaptativa o la de conector de puerta.



Un elemento redundante de una configuración paralela puede ser conmutado a activo, conectando las salidas de cada elemento a uno de los polos del conmutador. Es una de las más usadas en el espacio.

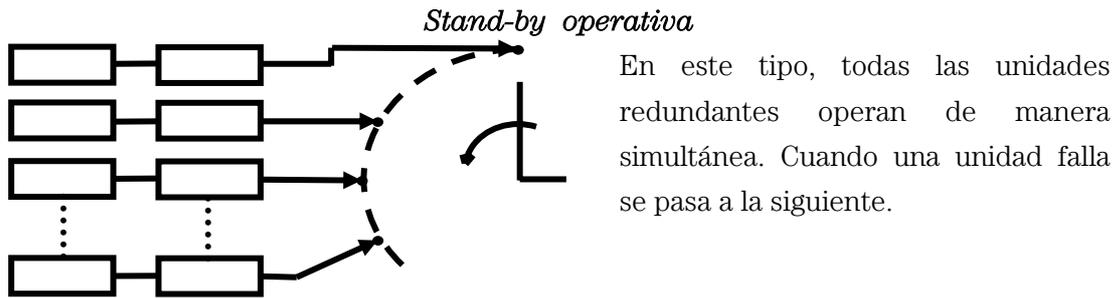


Tabla 6. Descripción de las redundancias más usuales en espacio.

Tanto GIADA como OSIRIS utilizan la redundancia del tipo *stand-by* no operativa, aunque en el caso de la MCB de OSIRIS, existe una redundancia cruzada permitiendo que una cadena principal active los circuitos de potencia de los bobinados redundantes de los motores. El problema que frecuentemente presentan las redundancias es la existencia de los denominados puntos singulares de fallo, que son puntos donde convergen las redundancias. Típicamente son los dispositivos de sensado de señal.

3.8 FPGAs en el espacio: Una alternativa a los problemas.

En los últimos años las FPGAs han ido ganando popularidad en las aplicaciones aeroespaciales. La arquitectura de matriz de puertas y el alto nivel de integración las convierten en el reemplazo de un gran número de dispositivos lógicos discretos. Las principales ventajas sobre los dispositivos tradicionales programables son el costo del diseño y el tiempo de respuesta. Esto es aprovechado en la realización de cambios durante el desarrollo.

Para las aplicaciones militares, con necesidades de alta fiabilidad, hay numerosas posibilidades de elección de FPGAs adaptadas de las comerciales, con diferentes arquitecturas y tecnologías. Para las aplicaciones del espacio, las FPGAs de grado militar han sido sometidas a pruebas de TID y SEE, con alguna tasa de éxito, como las familias ACT1 y ACT2 de Actel. Un factor clave para las aplicaciones espaciales son las prestaciones frente a la radiación.

Las FPGAs pueden ser divididas, según los mecanismos de configuración, en dos grandes grupos: las reconfigurables y las programables una sola vez (OTP). Las reconfigurables se dividen a su vez SRAM volátiles y con celdas EEPROM. También existen las híbridas con SRAM y EEPROM. Las OTP son las antifusibles que pueden ser implementadas con ONO (*Oxide Nitride Oxide*) o con los denominados antifusibles de Metal-Aislante-Metal (MIM), según se aprecia en la Figura 18. Para comparar los efectos de la radiación en estas tres tecnologías, se podría examinar la respuesta a la radiación de su mecanismo más importante, el de conmutación, construido en su matriz de interconexión. El elemento de conmutación de la memoria se compone usualmente de un bit de memoria (SRAM o EEPROM) y un transistor MOSFET. El bit conmuta al transistor que configura el nodo de la interconexión. Debido a que este conmutador es reescribible, estas FPGAs se llaman reconfigurables o reprogramables. La reprogramabilidad constituye su mayor desventaja frente a la radiación. Es mucho menos inmune a la radiación que las antifusibles, cuya tecnología es más directa, de manera que el conmutador es construido directamente en el nodo de interconexión. Este nodo está abierto antes de la programación y después de la programación es altamente conductivo.

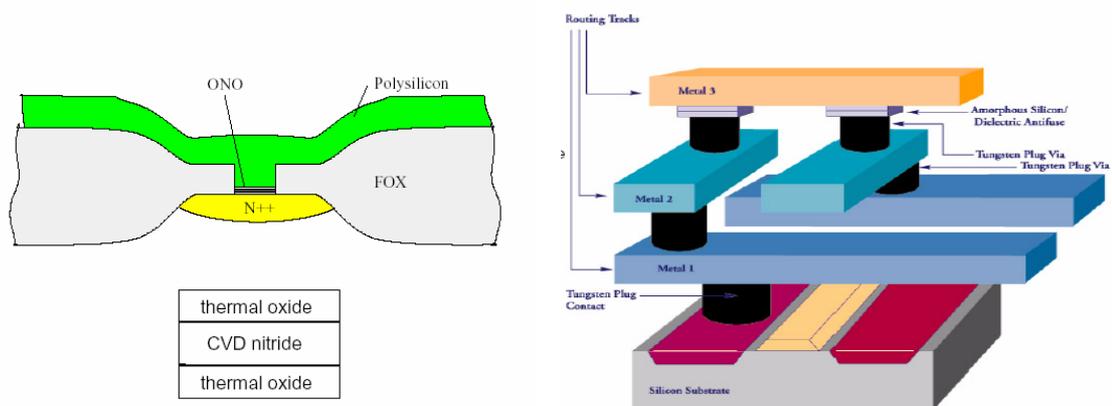


Figura 18. Tecnologías de antifusible.

Con la introducción de las FPGAs apareció un nuevo efecto destructivo de la radiación, que afecta tanto a las reprogramables como a las antifusibles: el denominado Suceso individual de ruptura de dieléctrico (SEDR), y se debe a la ruptura del delgado dieléctrico del antifusible o de la puerta debido a un aumento progresivo de corriente. Este fenómeno sólo se ha comprobado en tierra. Los antifusibles MIM presentan una mejor defensa frente a este efecto.

3.8.1 La RH1280 de ACTEL.

La RH1280 de Actel fue la primera FPGA cualificada y certificada como QML/RHA por sus prestaciones, fiabilidad y tolerancia a la radiación. Este dispositivo es el que ha sido elegido para los instrumentos GIADA y OSIRIS, objetivos de este trabajo.

Las prestaciones que presenta son ligeramente mejores que su equivalente comercial, la A1280XL, incrementando su inmunidad a los SEU, su velocidad y su consumo, aunque empeora claramente en la velocidad de programación. La diferencia más significativa es el proceso en la fabricación de la oblea. Este dispositivo utiliza un proceso de endurecimiento a la dosis total de ionización proporcionado por Lockheed-Martin. La metalización posterior y frontal es muy avanzada, e incluye una difusión de silicatos de titanio y polisilicio, unido a un pulido mecánico-químico. Las mejores prestaciones en velocidad y consumo es probablemente debido a unas menores resistencias y capacidades parásitas de interconexión. La fiabilidad está mejorada por el flujo en el proceso de su cualificación QML (*Qualified Manufacturers List*). Los dos parámetros claves que usualmente permite comprobar la TID son la corriente en reposo y los retardos en los circuitos de *binning*, que son unos circuitos proporcionados en las FPGAs de Actel para chequeos de sus dispositivos. La Figura 19 representa las gráficas obtenidas sobre cuatro dispositivos en unos procesos de radiación y templado (*annealing*). Cada línea corresponde a uno de los dispositivos probados. La gráfica de la corriente muestra cómo la corriente en reposo se incrementa por encima de los valores de las especificaciones, pero vuelve a su valor nominal tras unas horas de templado. En cuanto a los retardos, se muestra una variación < 10%, valor dentro de especificaciones.

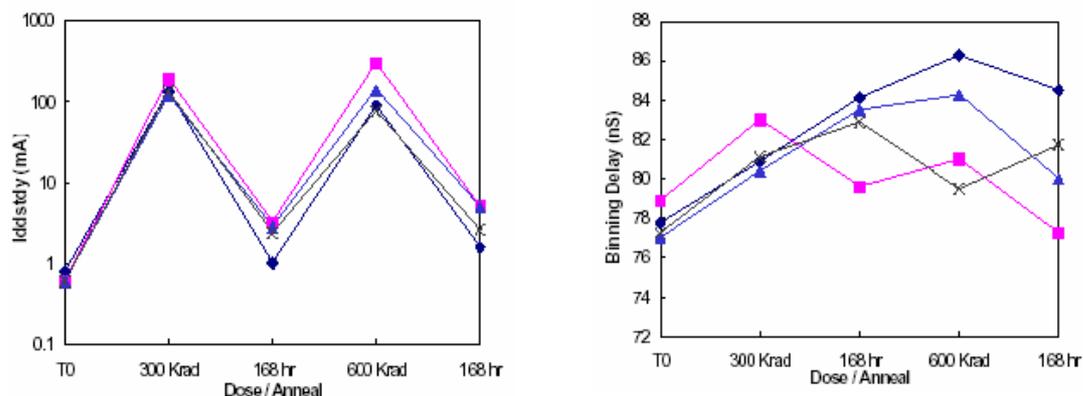


Figura 19. Efectos de la TID sobre cuatro dispositivos RH1280.

En cuanto a los SEU, las RH1280 presenta un comportamiento similar a su equivalente comercial. Para los módulos *S*, un patrón a “1” es mucho más vulnerable que a “0”, mientras que para los módulos *C*, el patrón “0” es ligeramente más vulnerable que los “1”. La Figura 20 muestra la comparación entre módulos *S* (módulos secuenciales), *C* (módulos combinatorios) y MS (módulos S modificados) de dispositivos RH1280 y los *S* y *C* de la 1280A. (Wang y col., 1997), (Cronquist et al., 1998), (Katz y col.,1997) (Katz, Barto y Erickson, 1999)

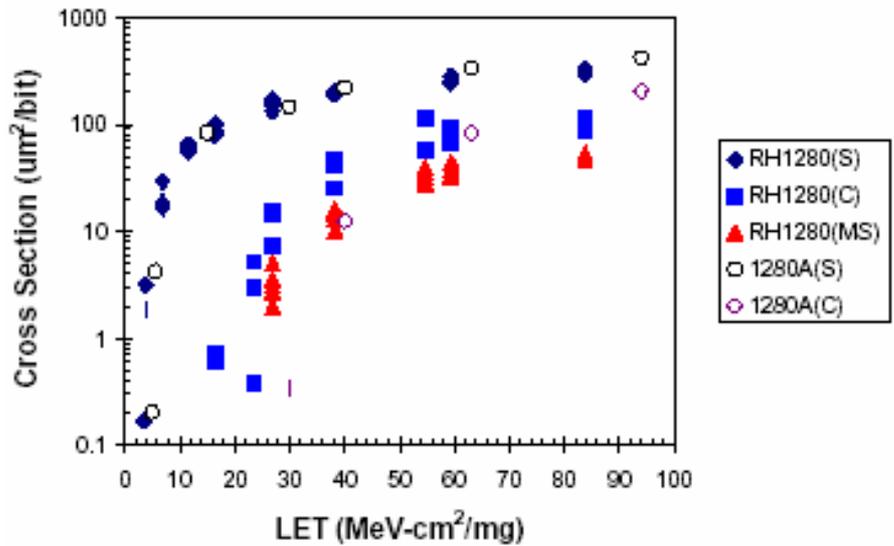


Figura 20. Sección eficaz de módulos S y C de RH1280 y A1280XL.

La sección eficaz se define como:

$$\sigma = \frac{N_{psets}}{N_{parin} / \text{área}}$$

siendo *N_{psets}* el número de cambios en la información de las celdas de la FPGA y *N_{parin}/área* el número de partículas incidentes por unidad de área.

Por otro lado, los dispositivos presentan una inmunidad hacia el SEL cercana a los 200 MeV.cm²/mg, aunque la RH1280 tiene mejores prestaciones que la comercial debido a su tecnología.

3.8.2 Mitigación de efectos de SEU en FPGAs.

Las FPGAs tienen la flexibilidad de “endurecer” sus *Flip-Flops* en el nivel de diseño. Estas técnicas son, fundamentalmente, la utilización de los módulos *C*, puramente combinatorios, en lugar de los módulos *S*, que son secuenciales, y los denominados Módulos de triple redundancia (TMR) con sus diferentes variantes.

- Endurecimiento moderado: Un gran variedad de F-F pueden ser creados utilizando los módulos combinatorios de las FPGAs de Actel. Esto permite incrementar la inmunidad a los SEE desde 10^{-6} *upsets* por bit y día hasta los 10^{-7} . El problema que presentaron la utilización de esta técnica en el diseño de GIADA y OSIRIS, es que, al realizar dentro del flujo de diseño la fase de síntesis, el programa no detectaba estas celdas como dobles, con lo que al optimizar el diseño para imponer las restricciones de *fan-out*, se corre el riesgo de dividir por dos el número de celdas que una misma salida atacaba. Sin embargo la herramienta de Actel para rutado de sus dispositivos detectaba un valor de *fan-out* superior al permitido. Se tuvo que rehacer la lista de conexiones de manera manual, introduciendo *buffers* para compensar el *fan-out* editando los circuitos en el fichero de conexionado.
- La redundancia de triple módulo: Esta técnica permite unas prestaciones superiores frente a los SEU. La Figura 21 muestra un F-F tipo D diseñado con TMR. Como se puede apreciar, cada F-F precisa de, al menos, cuatro módulos, si eliminamos la detección del error. Cuando se produce un *upset*, las otras dos celdas permanecen invariadas, por lo que se impone la mayoría a la salida. Las herramientas de Actel proporcionan en la actualidad la posibilidad de generar sus circuitos utilizando esta técnica.

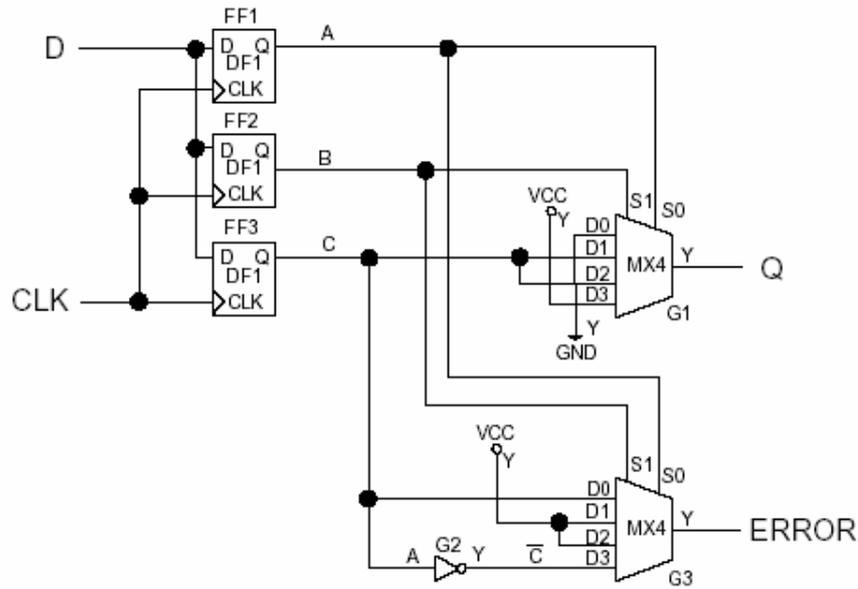


Figura 21. Flip-Flop tipo D en TMR con detección de error

El inconveniente que tienen ambas es que el número de circuitos que se precisa para realizar un diseño se duplica, o incluso se cuadruplica en el peor de los casos, incrementándose ostensiblemente el consumo, y la superficie necesaria, y, además, la probabilidad de circuitos que presentan el llamado *clock skew* aumenta. Este indeseable efecto fue la causa de que dos de las FPGAs de vuelo de la MCB de OSIRIS, dieran fallos. Tras una detallada investigación se llegó a la conclusión de que el problema era debido a este efecto, y fue producido por una optimización no adecuada de los circuitos en un contador que utilizaba TMR. Se solucionó modificando manualmente el listado de conexiones previo al rutado. Las Figura 22 y Figura 23 muestran los oscilogramas con un comportamiento correcto y el incorrecto provocado por el efecto de *clock skew*.

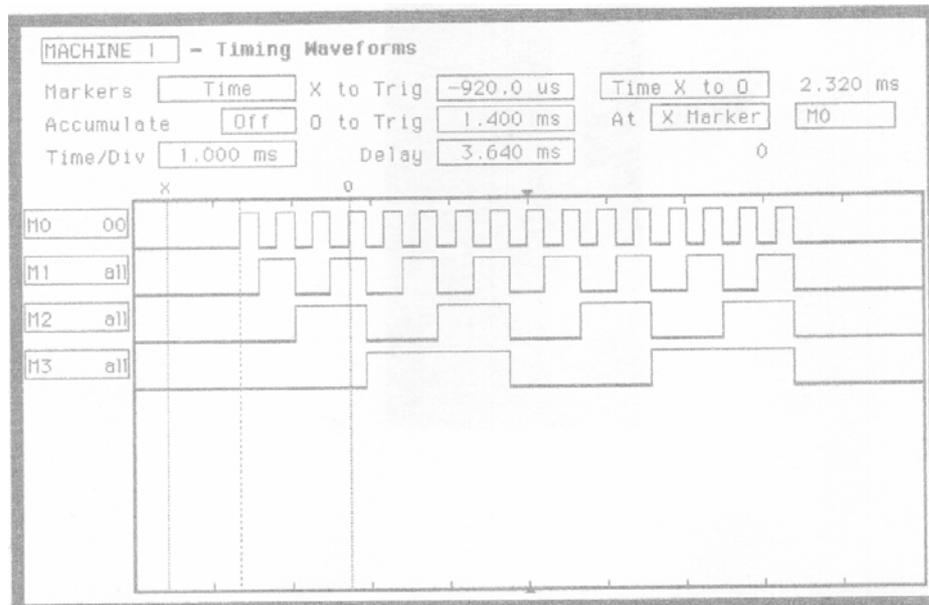


Figura 22. Comportamiento correcto de la FPGA MCB_Controller

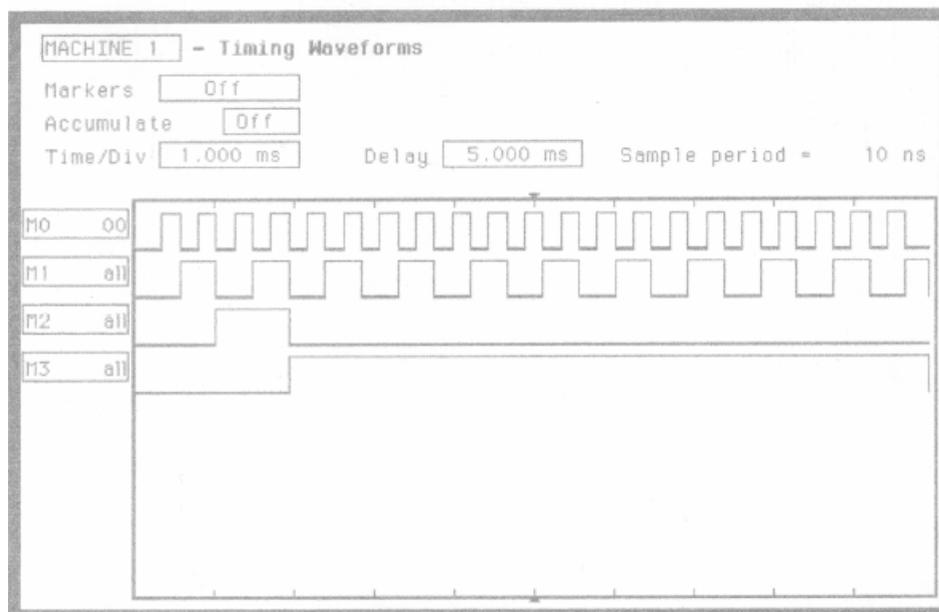


Figura 23. Comportamiento incorrecto de la FPGA MCB_Controller

4 La electrónica del instrumento GIADA.

4.1 Descripción general.

La estructuración del diseño del instrumento GIADA por parte del consorcio responsable del mismo, ha hecho que la electrónica que se ha desarrollado se divida en dos grandes bloques: el correspondiente a la denominada *electrónica de proximidad de los subsistemas* y el bloque designado como GIADA-2, también llamado *electrónica principal*. El diagrama de bloques de la Figura 24 muestra las principales partes que la componen.

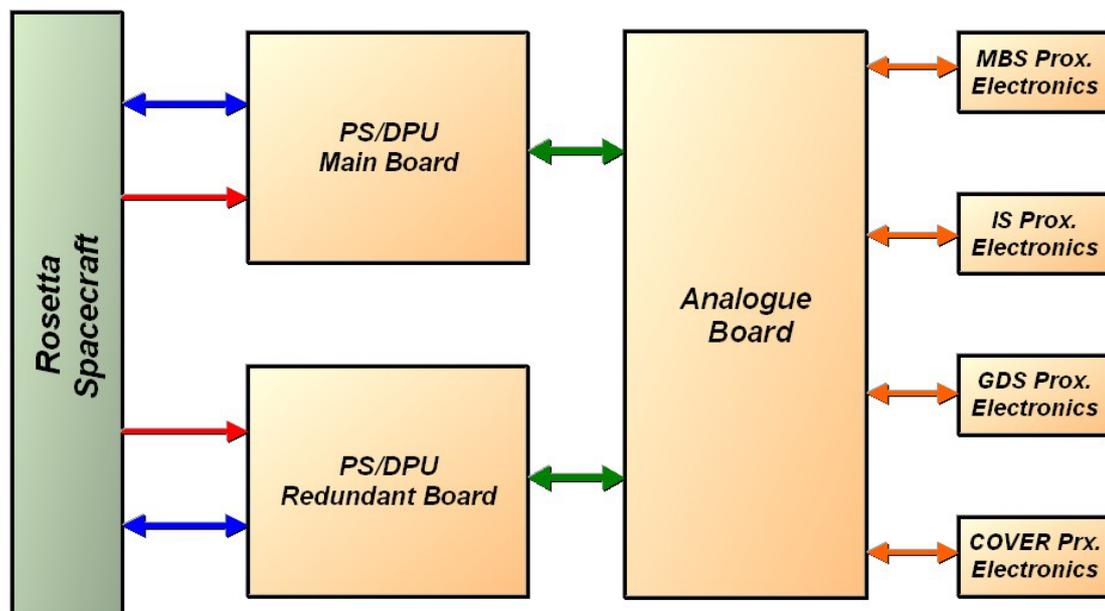


Figura 24. Diagrama de bloques de la electrónica del instrumento GIADA.

La *electrónica de proximidad* ha sido diseñada y construida por el equipo italiano, y será descrita de manera muy somera en este trabajo, mientras que la *electrónica principal* es objeto de esta tesis.

4.1.1 La electrónica de proximidad.

Con este término nos referiremos a los elementos electrónicos que se encuentran más próximos a los subsistemas del instrumento: sensores micro-balanzas (MBS), sensor de detección de los granos de polvo (GDS), sensor de impacto (IS) y la cubierta abatible del instrumento, es decir de los subsistemas GIADA-1 y GIADA-3.

El sistema de GDS está compuesto por los emisores láseres y los detectores de luz situados a 90° de los emisores. Posee los *driver* de los emisores láser, los preamplificadores de los detectores y circuitos diferenciales que proporcionan la salida analógica como sumas y restas de los cuatro detectores del lado derecho y los cuatro detectores del lado izquierdo, de manera separada. Tiene también una circuitería de multiplexado de 8 canales analógicos que proporciona señales de monitorización de láser y de sus temperaturas (ver requerimientos **A-2**, **A-3**, **A-4**, **A-31** y **A-32**).

El subsistema del sensor de impacto lleva una electrónica asociada consistente en los preamplificadores de los cinco sensores piezoeléctricos (PZT), y los detectores de pico, que enclavan la señal analógica cuando ésta alcanza su valor máximo en amplitud. También tiene unos circuitos que permiten cambiar las ganancias y los rangos de medida de los piezoeléctricos (de acuerdo con el requerimiento **A-44**)

Los cinco sensores micro-balanzas poseen los circuitos de potencia de los calentadores. Las señales procedentes del oscilador de señal y de referencia son mezcladas y filtradas antes de que lleguen al módulo GIADA-2 (según el requerimiento **A-57**)

El diseño de estos circuitos ha sido responsabilidad del equipo del IUN-Observatorio di Capodimonte (Italia).

4.1.2 La electrónica principal.

La electrónica principal del instrumento está dividida en tres tarjetas, según puede apreciarse en la Figura 24: *PS/DPU Main*, *PS/DPU Redundant* y *Analogue Board*. Las dos primeras son idénticas y constituyen un sistema de redundancia en *stand-by*

no operativa. A su vez la *Analogue Board* posee dos cadenas completas idénticas de electrónica de control, multiplexado y conversión, siguiendo la misma filosofía de redundancia que las tarjetas anteriores. Estas dos cadenas idénticas se unen en los puntos de interfaz con la *electrónica de proximidad*, como son los DAC y la electrónica analógica asociada a los subsistemas de los sensores.

Cada una de las tarjetas PS/DPU tiene su interfaz dedicado con la plataforma central de Rosetta que le proporciona la alimentación primaria y el circuito de comunicaciones. Comparten el mismo punto común de puesta a tierra. Ambas se conectan con la *Analogue board* mediante su respectivo bus dedicado, utilizando para ello un circuito tipo flexible diseñado como un capa más del circuito impreso.

En principio el sistema se había diseñado para tener las tarjetas de la fuente de alimentación (PS) separada de la de procesamiento de datos (DPU). La necesidad de ahorrar masa del instrumento obligó a la unificación de dichos sistemas en un solo circuito impreso (requerimiento **A-13**)

El conjunto es ensamblado y montado siguiendo un protocolo muy estricto dentro de un bastidor de aluminio espacial que le confiere una gran rigidez, absolutamente imprescindible para un instrumento espacial.

La Figura 25 presenta el aspecto que tiene GIADA-2 una vez montado.

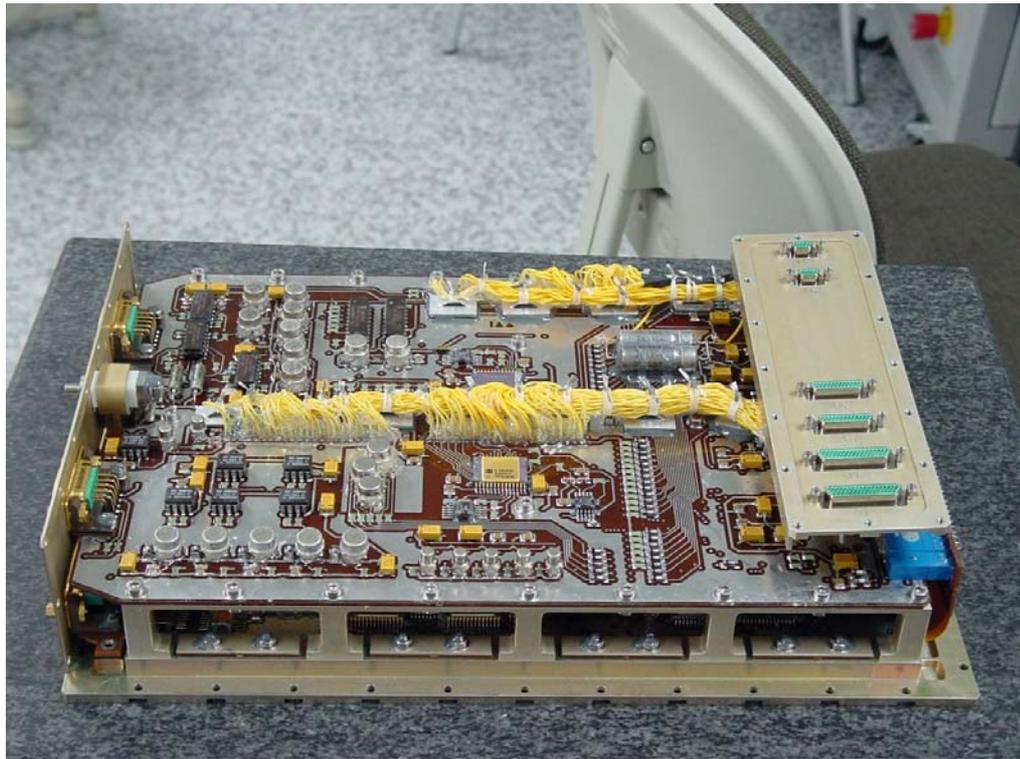


Figura 25. GIADA-2 ensamblado en su estructura

La parte inferior alberga las dos tarjetas PS/DPU, tal y como se aprecia en la Figura 26. Una vez que todo el subsistema GIADA-2 está montado en este bastidor, se puede incluir dentro de toda la estructura de GIADA. Los conectores de la parte superior derecha son los que hacen de interfaz con la electrónica de proximidad.

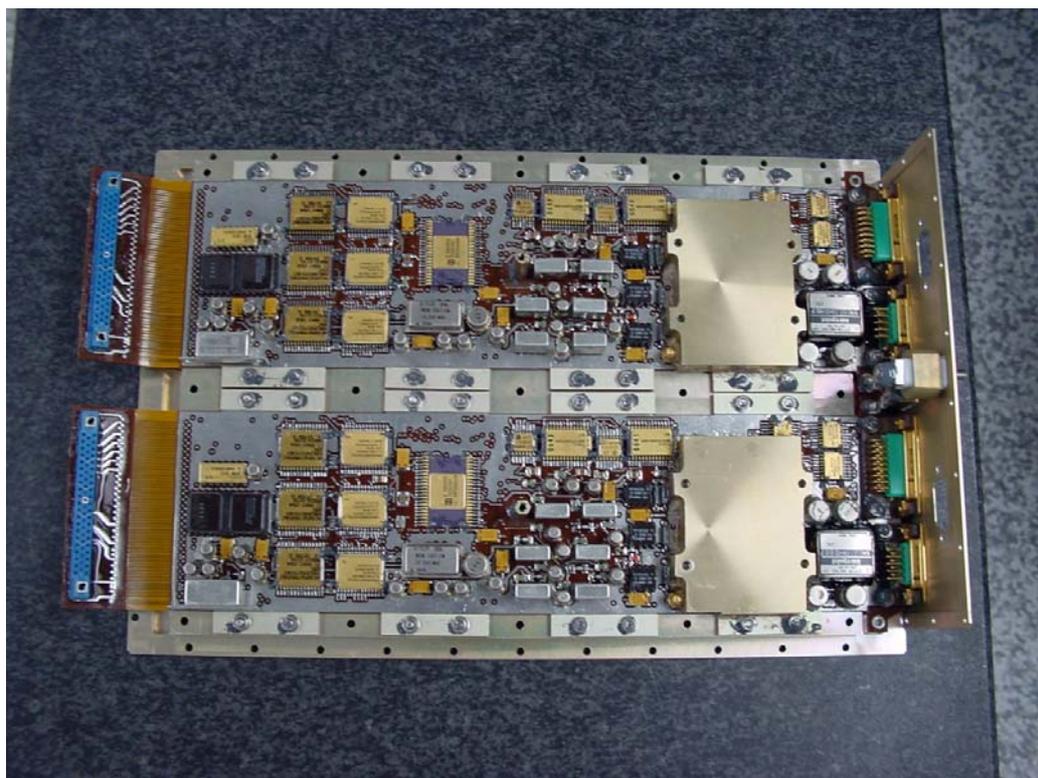


Figura 26. Aspecto de las tarjetas PS/DPU en su estructura

4.2 La tarjeta PS/DPU.

La tarjeta de PS/DPU está formada por dos bloques diferenciados: la fuente de alimentación y el procesador del sistema. Como ya se ha mencionado, y debido a necesidades de ahorrar masa, ambos bloques se integraron en un solo circuito impreso. Es una tarjeta construida con tecnología multicapa (10 capas), incluyendo una capa intermedia de circuito flexible, lo que hizo especialmente complejo su diseño. Finalmente, fue construida por la empresa Printca en Dinamarca, ya que, al igual que el resto de componentes, este elemento debía tener cualificación espacial.

4.2.1 La fuente de alimentación.

El diseño de las fuentes de alimentación para cargas útiles a bordo de satélites constituye uno de los retos más importantes dentro de este tipo de proyectos. Los requerimientos son, habitualmente, muy restrictivos en cuanto a consumo (ver requerimiento **A-14**), corriente de arranque o compatibilidad electromagnética, por lo que hay que usar elementos que no se utilizan normalmente en el diseño de fuentes para instrumentación común. Así, suele ser una práctica necesaria el empleo de

elementos que permitan el encendido de las fuentes de manera *suave*, evitando los típicos picos de corriente muy pronunciados. Otra práctica usual es el filtrado para disminuir o prevenir las interferencias electromagnéticas, con la dificultad añadida de no poder utilizar capacidades demasiado altas causantes de excesivos picos de corriente; y así, un largo etcétera. Es necesario destacar también que la fuente de alimentación de la plataforma está dotada de unos dispositivos denominados LCL (*Latching Current Limiter*), que impiden un exceso de corriente continuado (> 16 ms), y que apagan las fuentes de los instrumentos cuando esto ocurre.

Los requerimientos principales de la fuente de alimentación son los siguientes (Rosetta Payload system team, 2000 ;Giada Team, 2001):

- Voltaje primario: +28 VDC no regulada y +12 VDC para el circuito de mantenimiento de la memoria KAL (*Keep Alive*).
- Voltaje secundario: +5VDC, ± 15 VDC
- Frecuencia de sincronismo de DC/DC: 524 Khz
- Consumo pico/nominal (en primario): 44W/32W
- Corriente de encendido (*In-rush current*) : < 1 A/ μ s

La Figura 27 muestra un diagrama de bloques de la fuente de alimentación de GIADA.

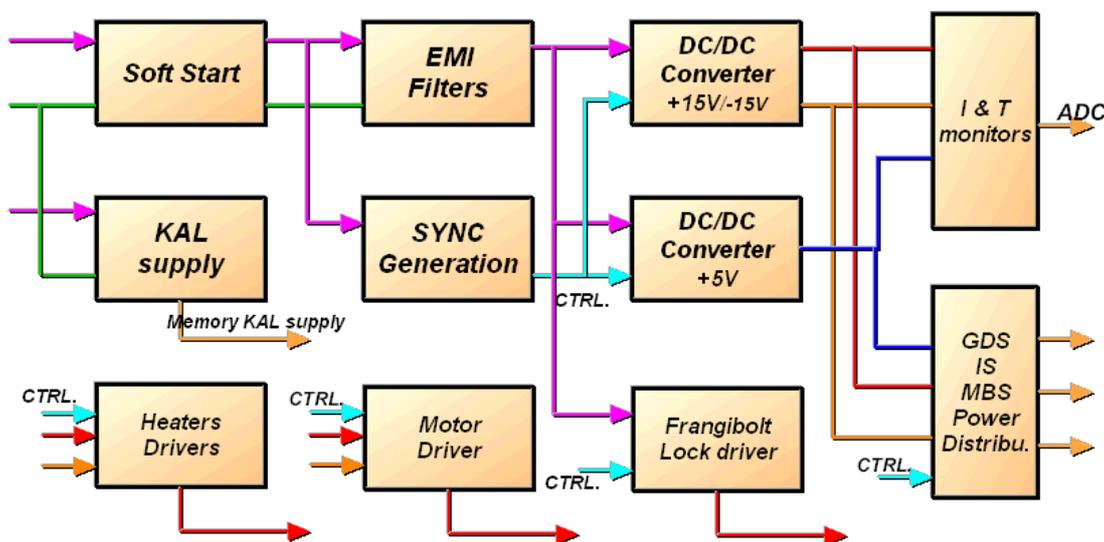


Figura 27. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación de GIADA

El *soft start* o encendido lento es uno de los circuitos especiales que se han mencionado anteriormente. Para ello se introduce un transistor MOSFET de potencia, en concreto el 2N6796 con tecnología HEXFET. Como resultado se obtiene, al

encender el instrumento GIADA, la curva de corriente que se muestra en la **Figura 28** en el canal 3 (inferior), mientras que el canal 1 muestra la entrada primaria de +28V, en el canal 1 (superior).

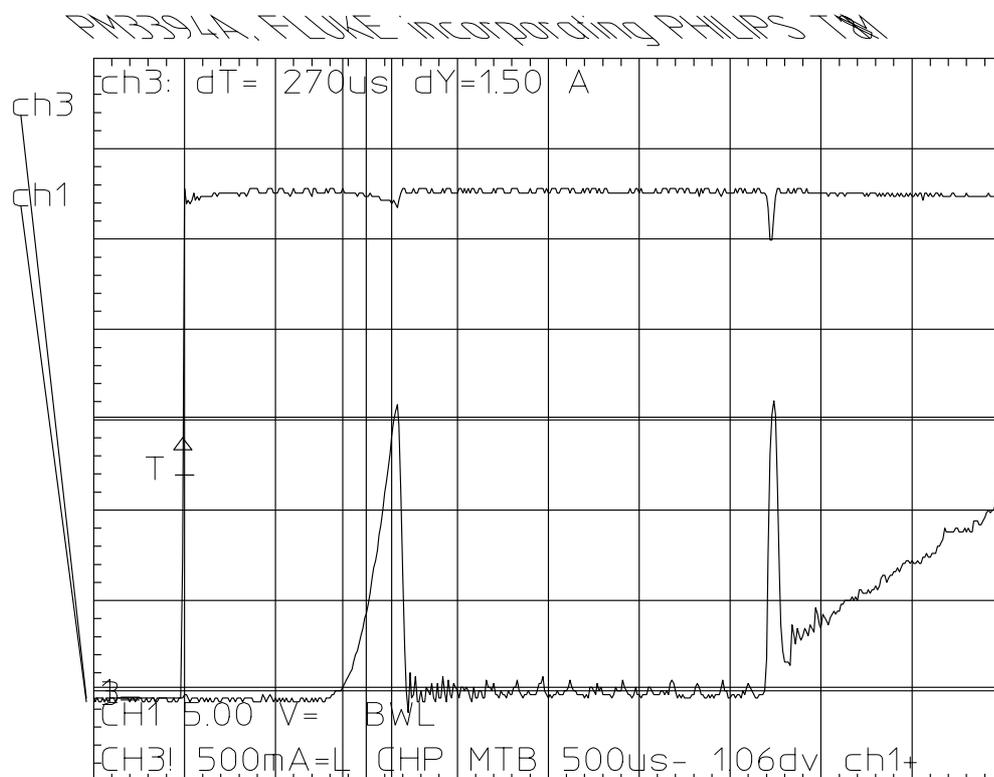


Figura 28. Perfil de *In-Rush current* del instrumento GIADA.

El filtro EMI permite reducir el rizado debido a la reflexión en la línea de potencia de la alimentación. Está basado en un circuito híbrido de Interpoint, el FMSA-461. El efecto que produce se puede ver en la Figura 29 (Interpoint,1999 y 2004).

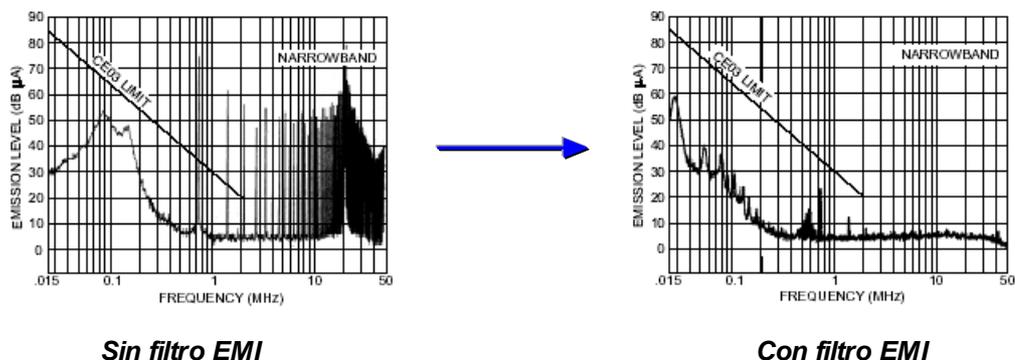


Figura 29. El efecto del filtro EMI.

Existe un circuito que genera la señal de sincronismo de los convertidores. Se ha escogido uno de los armónicos de la frecuencia principal, que es de 131 kHz en concreto, siendo la frecuencia seleccionada de 524 kHz, que está de acorde con la entrada de los convertidores DC/DC y que cumple con los requerimientos del EID-A de Rosetta. Se ha utilizado un circuito 4047 en modo astable.

Los convertidores DC/DC son unos circuitos híbridos también de *Interpoint*. Presentan una alta eficiencia de transferencia, alrededor del 84%. Cuando el diseño estaba terminado y los circuitos montados hubo una alerta a los usuarios de estos dispositivos, que eran prácticamente todos los diseñadores de los instrumentos de Rosetta, mediante la que se ponía en guardia sobre el no cumplimiento estricto de especificaciones sobre los niveles de radiación que el fabricante anunciaba, por lo que se tuvo que diseñar una especie de *coraza* de aluminio para taparlos.

El circuito de mantenimiento de tensión *KAL* pretende mantener, en caso de caída de la alimentación, la tensión necesaria al banco de memoria donde se guardan las configuraciones del instrumento cuando está volando. Lleva un regulador variable, que permite ajustar la tensión de salida a 3.3 V. Permanece encendida durante toda la fase operativa del instrumento.

Existen unos circuitos para el sensado de corriente de las tres ramas del secundario, basados en unos amplificadores operacionales en configuración diferencial. Se usan los AMP02 de Burr-Brown. También hay un circuito de lectura de la temperatura de los DC/DC, en base a un detector de estado sólido que se ha empleado exhaustivamente en esta carga útil: el AD590.

La fuente de alimentación es capaz, mediante el concurso de unas líneas de control proporcionadas por la DPU, de encender y apagar los subsistemas de GIADA-1 y GIADA-3. Así es posible mediante unos relés bi-estables de bajo consumo, los DFIC06, controlar el encendido de los subsistemas con el mínimo de consumo. Poseen además dispositivos que suavizan los encendidos. Los láseres del subsistema GDS necesitan además de sus líneas de control, la inclusión de un elemento de seguridad (de acuerdo con el requerimiento **A-14**), que permita el apagado inmediato de los láseres en el caso de una intrusión en las salas de montaje y prueba durante las fases de integración del instrumento, evitando accidentes al personal que se encuentra realizando las pruebas, ya que la emisión en el infrarrojo de los láseres no es perceptible por el ojo humano.

Hay un circuito especial que se activará una sola vez cuando Rosetta se encuentre ya en el espacio. Este dispositivo es capaz de retener la cubierta del instrumento durante la fase de despegue del lanzador del satélite. Es el denominado mecanismo de *frangibolt*. Este mecanismo se activa una sola vez, rompiéndose y permitiendo que la cubierta se pueda abrir y cerrar sin problemas. Para ello se ha tenido que diseñar un circuito de potencia que proporcione, a partir de la tensión del primario, la corriente necesaria al dispositivo (en referencia al requerimiento **A-22**). A la hora de escribir este trabajo, ya se sabe que el mecanismo ha sido activado con éxito, y que la cubierta de GIADA opera de manera adecuada.

Existen también unos calentadores en la cubierta que son activados mediante líneas de control por la DPU y que se usan en caso de que la cubierta llegara a enfriarse en exceso. Se han empleado MOSFET de potencia para todos ellos (según requerimiento **A-26**).

Por último, la fuente lleva el circuito de potencia para el motor paso a paso que maniobra la cubierta. A partir de las señales de control de la DPU, un circuito del tipo LMD18200 maneja las señales de excitación de las dos bobinas del motor (ver requerimientos **A-15**, **A-16** y **A-17**).

4.2.2 La unidad procesadora de datos (DPU).

Constituye la parte central de la electrónica del instrumento, y tiene como principales tareas las siguientes:

- Adquisición, pre-procesamiento y formateo de los datos científicos.

- Control y monitorización de la transmisión de los datos científicos y parámetros técnicos de todo el sistema.
- Calibración y chequeo del instrumento.
- Interpretación y ejecución de los comandos recibidos de la plataforma.

El diagrama de bloques de la DPU se muestra en la Figura 30.

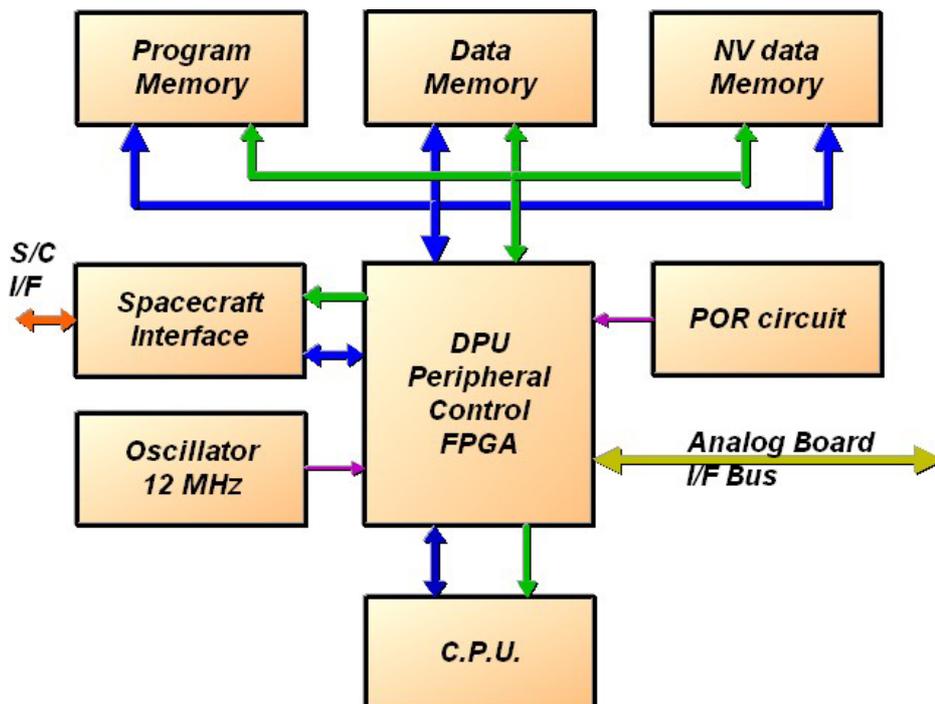


Figura 30. Diagrama de bloques de la unidad de procesamiento de datos (DPU).

La CPU es un microprocesador muy conocido y común: el 8086. En este caso lo fabrica Matra-Harris y está cualificado para el espacio. Su nombre exacto es RH80C86 y no presenta diferencias funcionales con los comerciales no cualificados. La razón por la que se escogió este microprocesador es muy sencilla: está cualificado por ESA para su utilización, está incluido en un amplio conjunto de instrumentos espaciales, con comportamientos correctos, y resulta ser suficiente para los requerimientos del instrumento en cuanto a velocidad y cálculo se refiere, y es relativamente barato. Inicialmente se había pensado en un procesador de propósito más dedicado al tratamiento de señales, en concreto el MA31750, pero su precio, plazos de entrega y herramientas de diseño desaconsejaron su uso para el diseño de GIADA. Así pues, una vez escogido el microprocesador, fue necesario diseñar toda la

periferia. Los dispositivos periféricos característicos de cualquier sistema como éste necesitarían de, al menos, cinco o seis circuitos más que se deberían de incluir. El consumo, tamaño y peso que tenían hizo que el diseño final no contuviera ninguno de estos (requerimientos **A13** y **A-14**). Se optó por desarrollar todos los periféricos necesarios dentro de una FPGA, aumentando las propias prestaciones que el 8086 y sus periféricos podían proporcionar. El diseño de estos dispositivos constituye el eje central del desarrollo del presente trabajo.

La memoria de la DPU está compuesta por tres bancos diferentes:

- La memoria de programa con 32 Mwords de capacidad. Es una memoria de solo lectura del tipo OTP, fabricada por UTMC. Es la que contiene el código máquina del programa que controla el instrumento. Esta memoria se tiene que programar en origen y tarda del orden de seis meses en estar disponible. Es sometida a un proceso de envejecimiento denominado *burn-in*, que dura entre 3 y cuatro semanas. La validación del *software* que contiene es objeto de unos procedimientos muy estrictos.
- La memoria de datos volátil con 32 Mwords de capacidad. Es una memoria tipo RAM estática, fabricada por Honeywell. Es la memoria de almacenamiento de datos necesaria al sistema. También contiene el código de programa para los modos diferentes del modo seguro, *safe mode*.
- La memoria de datos no-volátil con 32 Mwords. Idéntica a la anterior, pero su alimentación llega de una línea especial que le permite estar en estado de reposo sin pérdida de información. Es la que guarda las configuraciones con las que el sistema opera, así como los *parches* del programa que se van aplicando cuando se descubre algún error en la programación o se implementa alguna función nueva, que ya no es posible introducir en la memoria de programa.

Los tres bancos de memoria están divididos, a su vez, en la parte alta del dato, parte baja y código de error. El código de error es del tipo Hamming y será explicado con mayor detalle posteriormente. Permite recuperar al sistema de un error de lectura en la memoria, frecuentes en el espacio debido a los efectos del *bit-flip*.

El interfaz con la plataforma de Rosetta se efectúa según un estándar de la ESA que aplica a todos los instrumentos de la plataforma. Está basado en el uso de

líneas balanceadas que permiten un aislamiento eléctrico entre los diferentes sistemas y el ordenador central del satélite. Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 31.

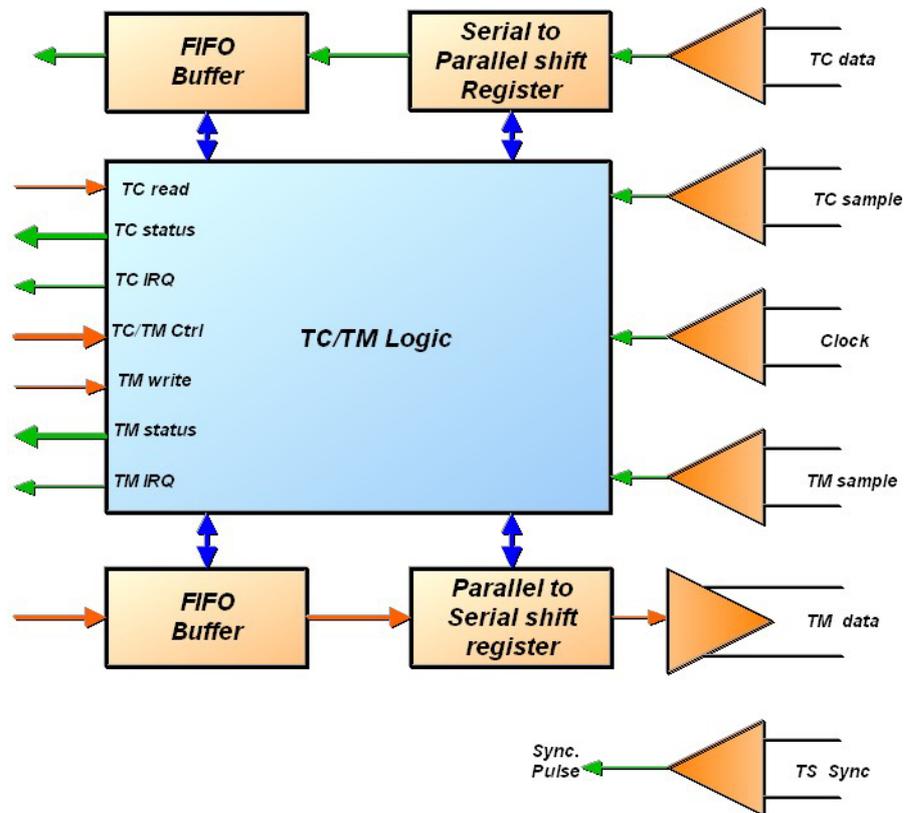


Figura 31. Interfaz con la plataforma de Rosetta.

Toda la lógica de control necesaria es generada dentro de la FPGA, que será mostrada en un punto posterior. Con este interfaz, las comunicaciones vienen controladas por la plataforma, aunque cada instrumento deberá protegerse contra posibles conflictos de colisión de información.

Existe una línea especial dedicada para instrumentos que precisen de una referencia temporal precisa y centralizada, como sucede en GIADA. Es la línea de sincronismo. En esta línea se genera un pulso con objeto de sincronizar las bases de tiempo de la plataforma y el instrumento. El resto de líneas obedece a un protocolo que se muestra en la Figura 32.

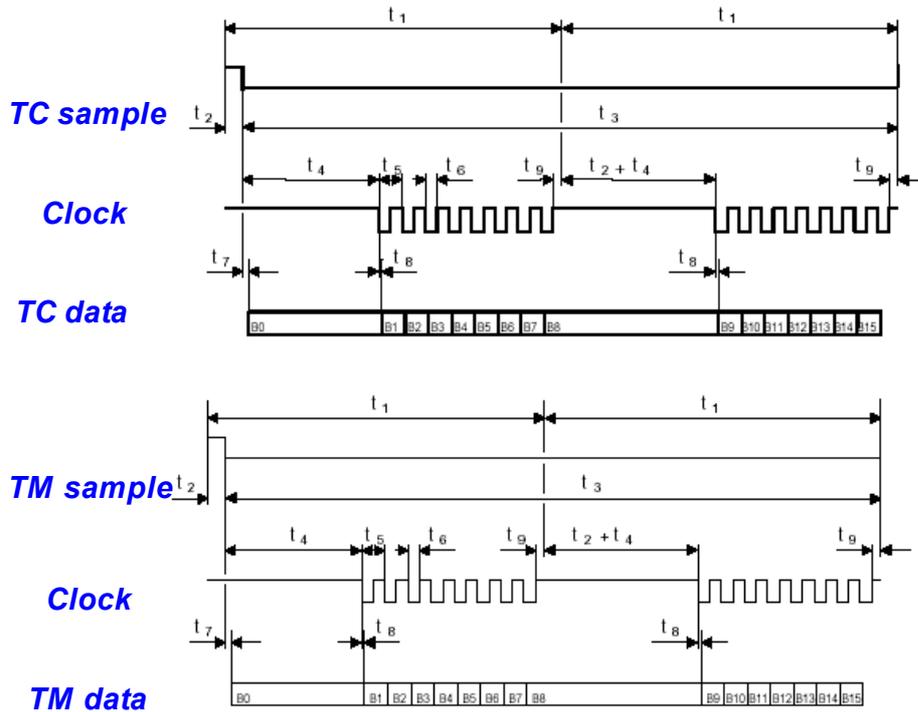


Figura 32. Protocolo de comunicaciones entre Rosetta y GIADA

Las velocidades de transmisión y recepción se sitúan en el orden de 131 kbps. Los telecomandos y las telemidas son guardadas en una memoria tipo *FIFO* (*First In First Out*) de 4 kwords, que permite el almacenamiento temporal de los datos en caso de que alguno de los receptores esté ocupado y no pueda atender a la comunicación. La experiencia muestra que esta capacidad es más que suficiente para poder solventar cualquier contingencia que surja.

El interfaz eléctrico viene recomendado también por la ESA. Obedece al esquema de conexionado eléctrico mostrado en la Figura 33, que permite una completa adaptación de impedancias en las líneas de transmisión y recepción. La inmunidad al ruido en este tipo de líneas es muy alto, asegurando la no interferencia de unos instrumentos con otros (Rosetta Payload system team, 2000).

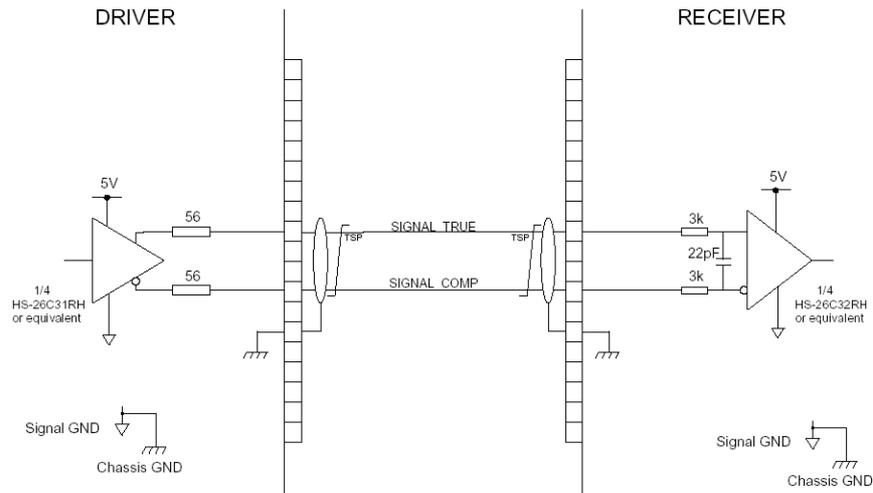


Figura 33. Interfaz eléctrico entre la plataforma y los instrumentos

El reloj general del sistema viene proporcionado por un oscilador de 12 MHz, modelo QT-6 que proporciona una salida con voltajes TTL compatibles a 12 MHz. Esta señal es dividida dentro de la FPGA y genera un reloj maestro de 4 MHz, que es a la velocidad a la que trabaja tanto la CPU como la tarjeta analógica.

El sistema de puesta a cero durante el encendido, POR (*Power-On Reset*), se diseñó en su momento con una simple red RC que proporcionaba una señal a un nivel TTL en alta después de transcurrido un tiempo controlado por los valores de R y C. Esto se tuvo que modificar debido a un alerta de la NASA sobre el fallo del satélite WIRE provocado, según los estudios finales por un problema en el encendido de una FPGA de la misma familia que la que se emplea en GIADA (Wire, 1999). Actel, fabricante del dispositivo, había alertado sobre el comportamiento anómalo de determinados I/O durante el encendido y aconsejaba la conexión de circuitos puramente lógicos como entrada de *Reset* (Actel, 1997). Por todo ello se tuvo que introducir una lógica basada en puertas tipo *trigger Schmitt*.

El bus de comunicaciones con la tarjeta analógica tiene una estructura común de líneas de datos bidireccionales, líneas de direccionamiento y líneas de control. Tiene además de las líneas de alimentación, unas de tipo analógico que contienen la información relativa a corrientes de los DC/DC y sus temperaturas. Además contienen las líneas de TX/RX del puerto de pruebas y las líneas de control externo del encendido y apagado de los emisores láser.

4.3 La FPGA de la tarjeta PS/DPU.

El diagrama de bloques de esta FPGA se muestra en la Figura 34.

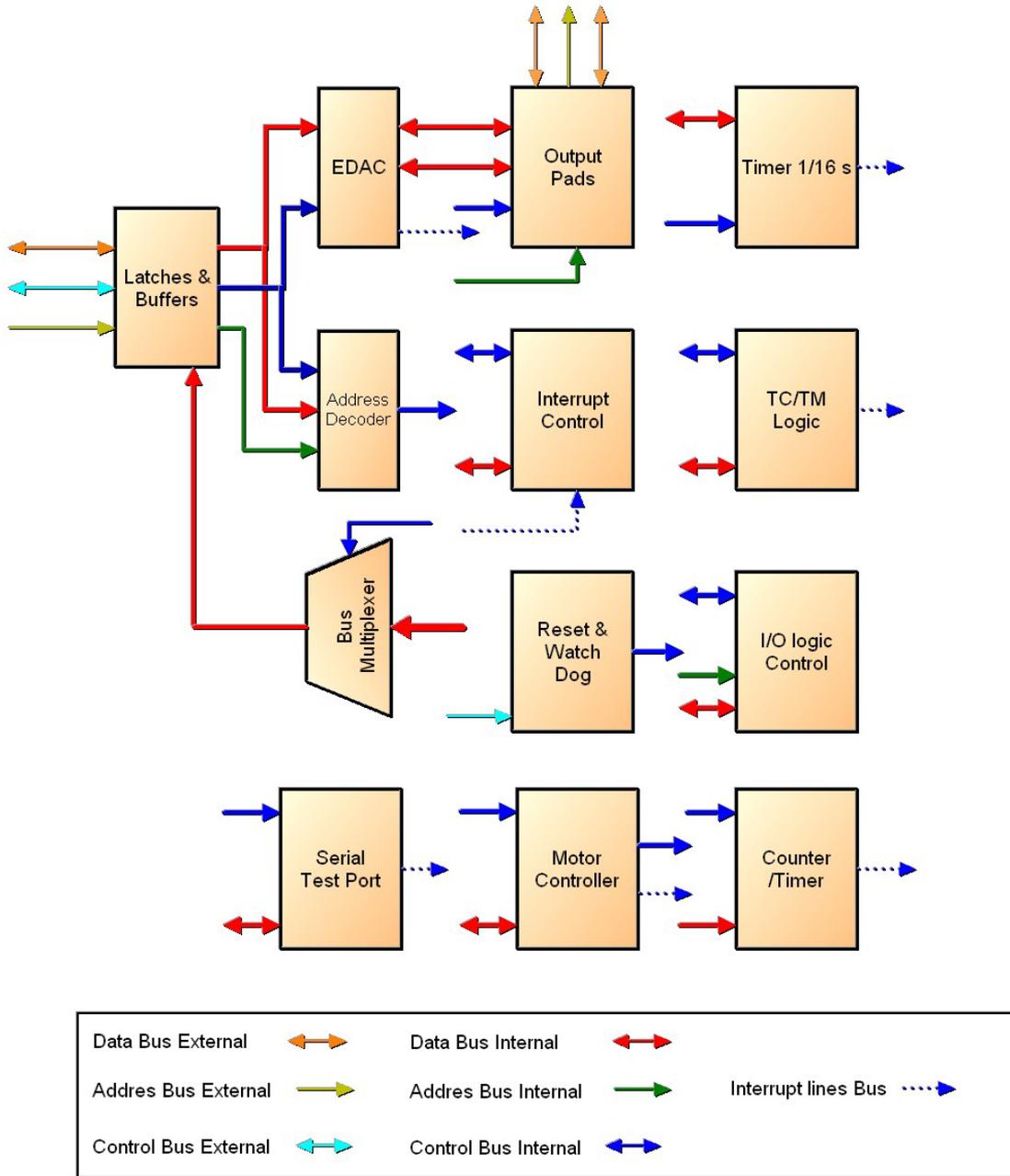


Figura 34. Diagrama de bloques de la FPGA de PS/CPU

Consta básicamente de 13 bloques cuya interconexión viene mostrada en la figura con diferentes colores de flecha. Dentro de lo que se ha denominado como *control bus* se engloban una extensa variedad de líneas tanto externas como internas que son las que llevan el control de todo el sistema. De esas líneas, se han separado las correspondientes a las interrupciones, que juegan un papel realmente importante

dentro de cualquier desarrollo instrumental tanto espacial como del tipo terrestre. Todas las conexiones pueden verse en mayor detalle en los esquemas contenidos en el CD que acompaña a este trabajo. Las líneas que se describen a continuación y que posean la extensión *_n*, se refiere a líneas que son activas con lógica negada.

4.3.1 Latches y buffers.

Este módulo contiene los *pads* de entrada y de entrada-salida de los buses de datos-direcciones del μ P 8086, con las correspondientes líneas de control que proporcionan el sentido correcto al bus ADD[15:0] de datos y direcciones. Así mismo, posee unos dispositivos *latches* que separan datos de direcciones, ya que este procesador los lleva multiplexados, y mantienen los niveles lógicos correspondientes a ambos buses. Se añaden además los dos *buffer* tipo reloj que posee la FPGA para líneas de reloj que tengan que atacar numerosas puertas. En este caso se ha utilizado para el reloj del sistema *sclk* y para la línea de escritura *wdi_n*.

4.3.2 Output Pads.

Es bastante similar al anterior, pero esta vez los buses se refieren a los que hay entre el resto de periferia fuera de la FPGA (como la tarjeta analógica) o el bus de los bancos de memoria. Tiene los buses correspondientes a datos, datos de chequeo y direcciones. También posee los *buffer* de las líneas de lectura, *rdb_n*, y escritura, *wdb_n*.

4.3.3 Decodificador de direcciones (*Address decoder*).

Contiene la lógica necesaria para obtener las diferentes señales de selección de los dispositivos tanto externos como internos de la FPGA. Tiene uno de los pocos módulos diseñados en VHDL, ya que al ser elementos puramente combinatorios, no presenta problemas a la hora de la síntesis del dispositivo.

En caso de que se llegase a poner una dirección fuera de este rango, se genera una interrupción no enmascarable, que llama a una subrutina provocando una reinicialización del sistema, e informando de la anomalía ocurrida.

El decodificador de direcciones proporciona el siguiente mapa de memoria, de acuerdo con la Tabla 7:

<i>Dispositivo</i>	<i>Dirección</i>	<i>MI_O</i>	<i>Tamaño</i>
Memoria RAM volátil	\$00000H-\$0FFFFH	Memory	32 kwords
Memoria RAM no-volátil	\$10000H-\$1FFFFH	Memory	32 k words
Memoria ROM	\$F0000H-\$FFFFFH	Memory	32 kwords
Analog Board	\$0000H-\$003FH	I_O	32 words
EDAC	\$1000H-\$1003H	I_O	2 word
PIC (interrupt control)	\$2000H-\$2003H	I_O	2 word
Timer 1/16 s	\$3000H-\$3003H	I_O	2 word
Serial test port	\$4000H-\$40001H	I_O	1 word
TC/TM logic	\$5000H-\$5001H	I_O	1 word
I_O logic	\$6000H-\$6027H	I_O	20 word
CS_FIFO_TM	\$7000H-\$7001H	I_O	1 word
CS_FIFO_TC	\$8000H-\$8001H	I_O	1 word
Reset&Watch-dog	\$9000H-\$9001H	I_O	1 word
Counter/Timer	\$A000H-\$A003H	I_O	2 words
Motor controller	\$B000H-\$B0005H	I_O	3 words
Status register	\$F000H-\$F001H	I_O	1 word

Tabla 7. Mapa de memoria de la tarjeta PS/CPU de GIADA.

4.3.4 EDAC.

El *Error Detector And Corrector* (EDAC) es un módulo que se utiliza habitualmente en el diseño de electrónica aplicada al espacio. Sirve para recuperar el dato erróneo debido a un cambio en la celda que lo contiene por algún fenómeno de SEU. Se suele denominar a este cambio como *bit-flip*.

Utiliza un código Hamming modificado para generar un sistema de corrección de un error sencillo y una detección de doble error, los denominados *SEC-DED*. El tamaño del dato de 16 bits se incrementa con un código de 6 bits que es almacenado

en memoria. Si es la memoria que contiene el programa, del tipo solo lectura, se generó previamente una palabra de código de error por cada palabra de código fuente. Este código es enviado al fabricante de las memorias OTP de solo lectura y se graba como si de un código de programa se tratase. Tenemos, por tanto, un trío de circuitos, dos para el dato (parte más significativa y parte menos significativa) y uno para el código de chequeo de error, que a partir de ahora denominaremos simplemente como código Hamming. En vuelo, el EDAC se encarga de generar este código Hamming y almacenarlo en su correspondiente circuito durante un ciclo de escritura en memoria. Durante un ciclo de lectura tanto de la memoria ROM como de la RAM, se leen los 22 bits y se chequea si hay error (Hamming, 1950 ;Hsiao, 1970).

Los errores en un sólo bit se corrigen, de manera que el microprocesador recibe el dato convenientemente modificado. Cuando esto ocurre se genera una interrupción para indicarle al sistema que ha ocurrido un error y que se ha corregido. Si el bit erróneo se encuentra en los códigos Hamming, se detecta pero no se corrige. Si el error es en dos bits, se detecta y se genera una interrupción, aunque no se corrige. Un error de 3 o más bits puede no ser detectado, aunque la probabilidad de un triple *upset* en celdas que contengan la misma palabra es bastante baja.

Para generar el código Hamming se utilizan seis generadores de paridad (uno por cada uno de los bits del código) de ocho entradas cada uno. Estas entradas son las que se muestran en la Tabla 8:

Bit Código Error	Palabra de 16 bits de dato															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
CB0	X	X		X	X				X	X	X			X		
CB1	X		X	X		X	X		X			X			X	
CB2		X	X		X	X		X		X			X			X
CB3	X	X	X				X	X			X	X	X			
CB4				X	X	X	X	X						X	X	X
CB5									X	X	X	X	X	X	X	X

Tabla 8. Bits de chequeo de paridad.

Con esta matriz se implementa el generador de los códigos. En un ciclo de lectura de una posición determinada se comparan los códigos almacenados correspondientes a dicha posición con los que genera el dato leído. Una vez

comparados se chequea si existe error. Si el error es en un bit, se genera un error justamente en aquellos bits del código que corresponden a la posición errónea. Esto permite no sólo averiguarlo sino cambiarlo. Si el bit erróneo está en el código, cambia sólo ese bit.

El diagrama de bloques funcional de este módulo se muestra en la Figura 35.

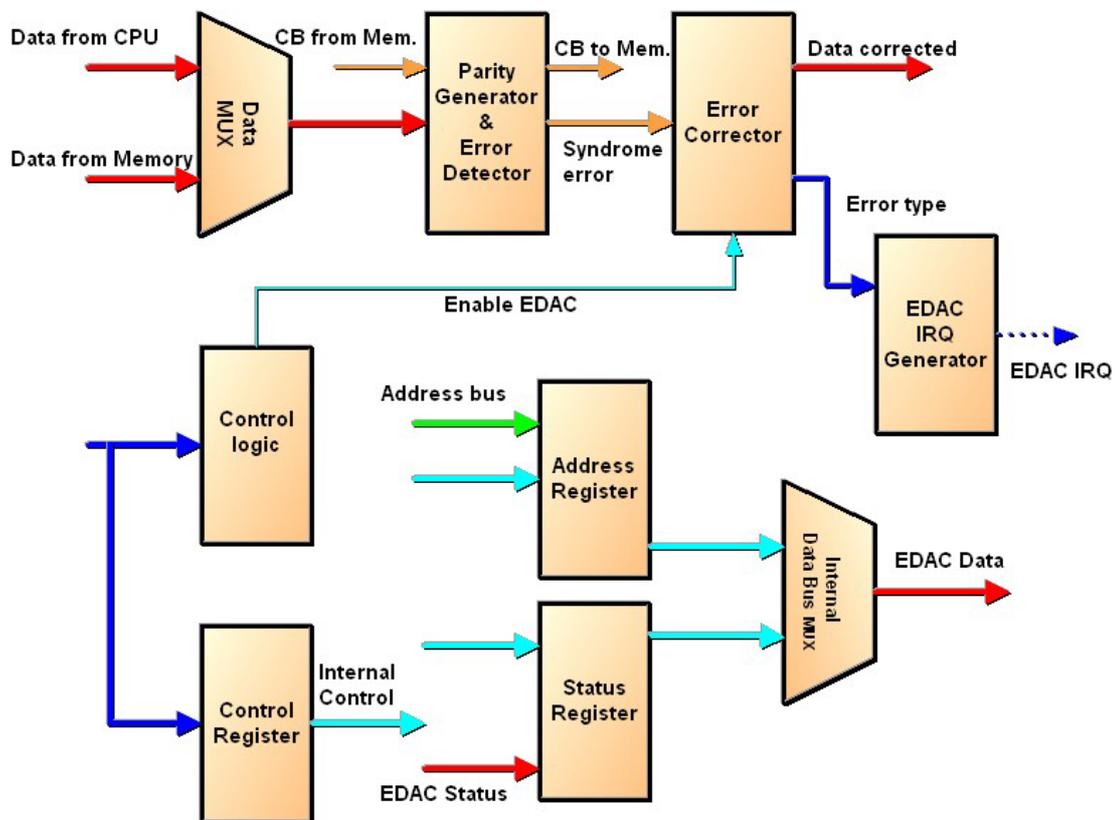


Figura 35. Diagrama de bloques del módulo EDAC.

El EDAC realiza la doble función de detección-corrección y la de generador del código Hamming. Los datos se reciben tanto desde la CPU, con objeto de generar el correspondiente código en un ciclo de escritura, como desde la memoria, en un ciclo de lectura, con objeto de detectar y corregir. Para este fin existe el multiplexor de entrada, *Data Mux*, controlado con la de DT/R del microprocesador. El dato correspondiente es entonces chequeado o utilizado para generar los códigos en el *Parity Generator & Error Detector*. Si existe un error detectable o corregible se genera una palabra de síndrome que es interpretada y procesada dentro de módulo de corrección, *Error Corrector*. De manera que, dentro del ciclo de lectura, el dato se modifica en el bit que le corresponda y llega correcto a la CPU.

El EDAC realiza estas funciones dependiendo si está habilitado o no. Cuando hay ciclos de lectura en modo *byte*, cosa que se ha evitado en el diseño del programa, o accesos a periféricos de entrada-salida, o, simplemente, se está en el proceso de reconocimiento de interrupción, este módulo no está habilitado. Para ello se ha diseñado la circuitería del bloque *Control Logic*. También se puede deshabilitar de manera controlada actuándose sobre el bit correspondiente de control.

El registro de control, *Control register*, es un registro de solo escritura, de cuatro bits, cuyas funciones son las siguientes:

- Habilitar o deshabilitar la corrección de errores.
- Habilitar o inhibir las interrupciones generadas en el EDAC.
- Borrar la interrupción generada en el EDAC.
- Borrar los registros de direcciones y de estado, después de un error.

El registro de direcciones, *Address register*, almacena la parte baja de la dirección en la que se ha producido el error. No se borra cuando hay una inicialización producida por la actuación de la línea de *watch-dog* del sistema debida a la pérdida del control del programa. Esto se hace así para que se obtenga su contenido desde Tierra, con objeto de poder realizar posibles depuraciones del programa.

El registro de estado, *Status register*, almacena la siguiente información.

- Parte alta del bus de direcciones cuando se produce un error.
- Estado de las líneas del *Control register*.
- Dos bits codificados que permiten saber el tipo de error. De esta manera tenemos que “00” corresponden a ausencia de error, “01”, es un error detectado y corregido en un bit del bus de datos; “10”, corresponde a un error dentro de los bits del código Hamming, y, por último, el “11” es un error en dos o más bits, cuando se detecta.

Al igual que el registro de direcciones, este registro no se borra al reiniciarse el sistema por la actuación del *watch-dog*.

4.3.5 El controlador de interrupciones.

El controlador de interrupciones es el módulo encargado de dar prioridad a las doce interrupciones procedentes de los módulos de la FPGA y de la tarjeta analógica y de

generar el protocolo de reconocimiento de las interrupciones cuando la CPU está en dicho ciclo, indicándole qué interrupción es la que hay que atender. El diagrama de bloques de la Figura 36 muestra el diseño lógico de este módulo.

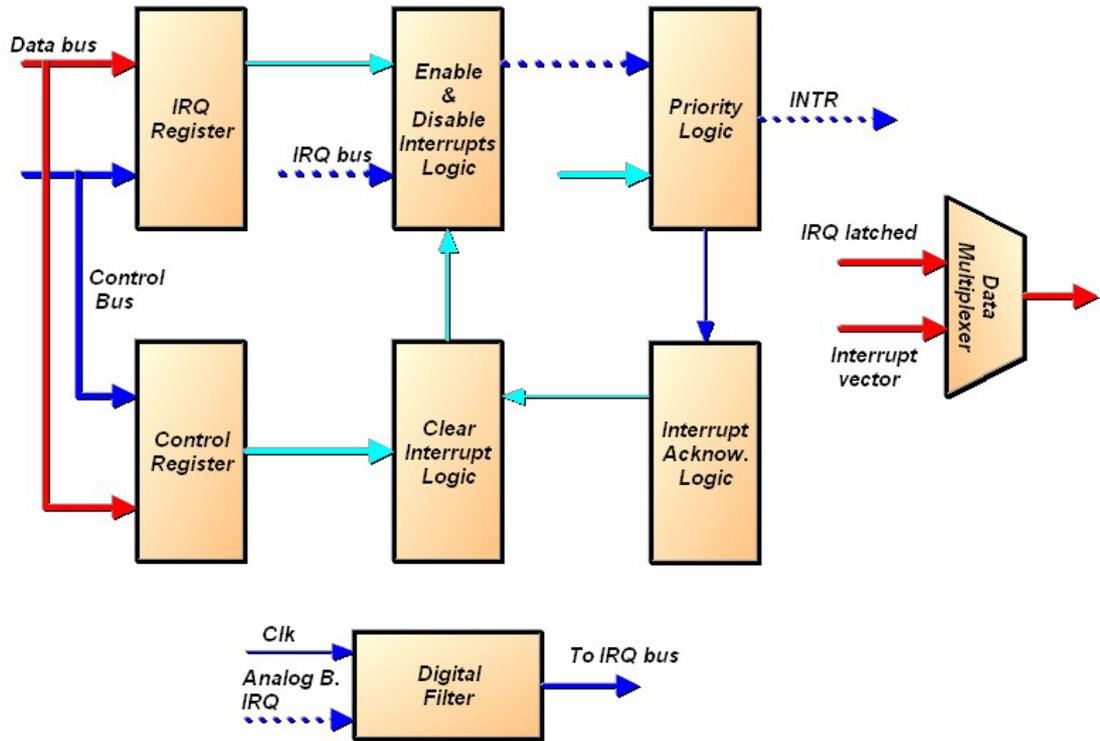


Figura 36. Diagrama de bloques del controlador de interrupciones.

Para habilitar las diferentes interrupciones existe el registro de interrupciones (*IRQ Register*). Es un registro de solo escritura con 12 bits de ancho, que permite, de manera individualizada, habilitar o deshabilitar las diferentes interrupciones del sistema.

El registro de control permite almacenar la parte alta del vector de interrupción, V7-V4, y una línea que permite el borrado de todas las líneas de interrupción después de que sean capturadas. Es un registro de 5 bits y de solo escritura.

El registro de estado proporciona el estado de las líneas de interrupción después de que hayan sido capturadas en un *latch* de 12 bits. Todas las interrupciones se generan con el flanco de subida de la señal.

Cuando una interrupción llega y está habilitada, se captura y es atendida siempre y cuando no haya alguna pendiente de mayor prioridad. Cuando la CPU atiende la interrupción inicia un proceso de reconocimiento de la misma, en el que el módulo de la lógica de reconocimiento compone un dato con la parte alta del vector de interrupciones que le proporciona el *Control register* y la parte baja, que corresponde al número de la interrupción que está siendo atendida. Éste es el protocolo que tiene el 8086 para manejo de interrupciones.

Después de que la interrupción se reconozca y atienda, se procede al borrado automático de la interrupción capturada, necesiándose un nuevo flanco de subida para iniciar un nuevo proceso de interrupción producida por esa línea.

La Tabla 9 indica las doce fuentes de interrupción que llegan al controlador.

Prioridad	Fuente de la interrupción
11(+alta)	EDAC
10	Temporizador de 1/16 s
9	Telecomando recibido (FIFO TC no está vacía)
8	Telemetría enviada (FIFO TM vacía)
7	<i>Time-out</i> en telecomando
6	Pulso de sincronismo recibido
5	Fin de temporización
4	Detección en GDS
3	Detección en IS
2	Detección en MBS
1	Paso de motor dado
0(+baja)	Puerto serie de test

Tabla 9. Interrupciones de Giada.

4.3.6 Temporizador de 1/16 s.

La misión de este módulo es la de proporcionar una base de tiempos fiable y sincronizada con la plataforma de Rosetta necesaria para que todos los eventos lleven incorporada esta información, requerimiento impuesto por el instrumento. La plataforma proporciona periódicamente una referencia de tiempos a través de un comando. Cuando se recibe el pulso de sincronismo a través de una línea dedicada, el

sistema carga el tiempo y comienza a incrementarlo en este módulo, sólo en su parte fraccionaria, con una resolución de $1/256$ de segundo.

El reloj maestro es el del sistema, es decir, el reloj a 4 MHz. Esta frecuencia de reloj es dividida hasta obtener un reloj con un periodo de $1/256$ s. Esto se consigue encadenando dos contadores de módulo 125. El reloj de $1/256$ s incrementa un contador de 4 bits con precarga, que proporciona una interrupción cuando ha contado 16 pulsos. Es decir, se produce una interrupción cada $1/16$ de segundo. Este reloj es la base del contador de la parte alta de la fracción en segundos del tiempo real de la misión.

El tiempo se precarga en un registro de 8 bits. Cuando llega el pulso de sincronismo, si está habilitado, se carga en los contadores la parte alta y baja de la fracción de segundos y además se genera una interrupción, la del pulso de sincronismo. La parte entera en segundos está en un contador que controla el programa del sistema. Un diagrama de bloques de este temporizador se puede ver en la Figura 37.

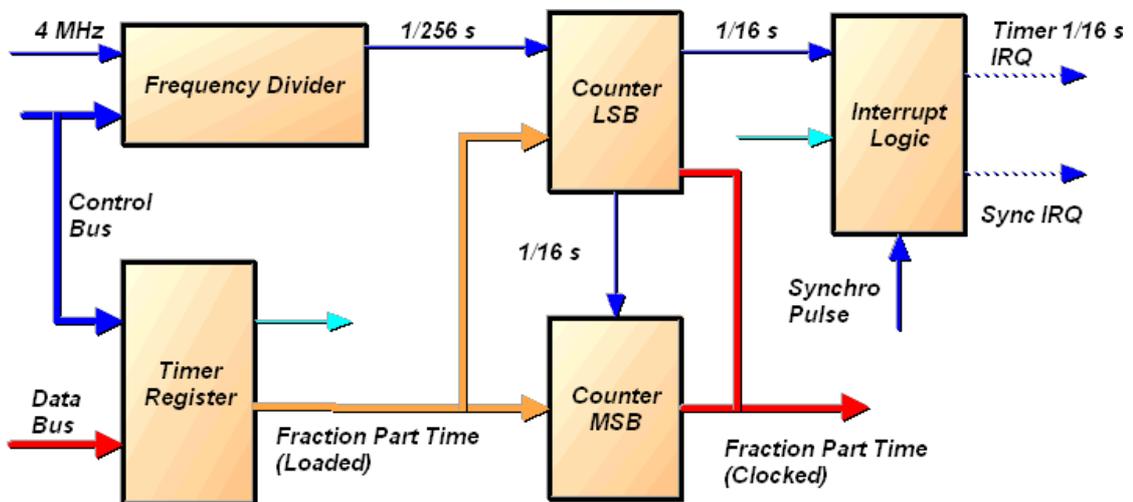


Figura 37. Diagrama de bloques del temporizador de $1/16$ s.

4.3.7 Lógica de control de telecomandos y telemedidas.

Este bloque es el encargado de controlar el acceso a las memorias tipo *FIFO* que contienen tanto los telecomandos enviados desde Rosetta como, las respuestas generadas por parte de GIADA, las llamadas telemedidas. Se tiene que evitar el

improbable, aunque no imposible, caso de colisiones en una transmisión, en el momento que se guarda una telemetría. En este caso la plataforma no recibiría un dato válido, procediendo a la repetición de la lectura.

Tiene un registro de control para poder ajustar las diferentes líneas lógicas necesarias de este módulo: las que impiden la colisión, las que borran completamente las memorias o las que habilitan las interrupciones en caso de que el tiempo de espera supere los límites establecidos.

Hay un registro de estado que permite a la CPU conocer el nivel de determinadas líneas dentro del módulo, tales como indicadores de memorias llenas o vacías, líneas de borrado o las de exclusión de colisión.

Por último, tiene una lógica de generación de la interrupción, en la que un temporizador se activa después de recibir una palabra de comando, generando la correspondiente petición de interrupción cuando hayan pasado 2.2 segundos sin que el telecomando se haya completado.

4.3.8 Reset y Watch-Dog.

Realiza las funciones correspondientes a la generación del *reset* del sistema, del reloj de 4 MHz y de las funciones de *watch-dog*.

El borrado del sistema se hace 3.5 ms después de que la línea de reset externa, *POR (Power On Reset)*, haya alcanzado el nivel adecuado tras el encendido del sistema. Permite inicializar a la CPU y al resto de la electrónica del instrumento.

El reloj es de 4 MHz, pero con un ciclo asimétrico de trabajo del 33%, que es el especificado por el fabricante de la CPU. Se genera a partir de una señal procedente de un oscilador con salida TTL, de 12 MHz.

Un sistema microprocesado habitualmente necesita la seguridad de que el código que se está ejecutando no pierda el control en un momento determinado. Para esto existen los denominados *watch-dog*. En el caso de GIADA, se ha desarrollado una lógica que permite generar una inicialización del sistema cuando el programa haya perdido el control y no se recupere en un segundo. Si no se escribe de manera periódica en el registro de este módulo, se procede a la inicialización, almacenándose en un registro el indicador de que ha existido una inicialización. También existen

reinicializaciones inducidas provocadas cuando se detectan errores no corregibles en el EDAC o una interrupción de NMI.

4.3.9 Lógica de control de las entradas y salidas.

Este circuito tiene la misión principal de controlar el encendido y apagado de las fuentes de alimentación de los subsistemas y de los actuadores de potencia. Está compuesta por un conjunto de registros que son accedidos por el programa, en unos casos, o son controlados directamente por la FPGA durante la inicialización de GIADA.

Genera, de manera automática al encendido, unos pulsos de duración de 11 ms, necesarios para controlar los relés bi-estables de las fuentes de alimentación de IS, GDS y MBS. Este pulso también es controlado por la CPU. Por otro lado, existen unas líneas que podrían hacer peligrar al sistema en caso de descontrol, como son los calentadores o los emisores de láser, o, incluso, el mecanismo de bloqueo de la cubierta del instrumento. Para activar estos mecanismos se ha incluido una clave, de modo que sólo se activan cuando previamente se haya introducido la clave, y ésta sea correcta, en unas determinadas posiciones de sus registros (ver requerimientos **A-24**, **A-25**, **A-27**, **A-28**, **A-29**, **A-30** y **A-35**).

Contiene dos registros que almacenan el estado real de las líneas que el módulo controla. La Tabla 10 muestra la relación de dichas líneas.

Nombre	Descripción
GDS_5V	Enciende el relé de la fuente de +5V del GDS
GDS_15V	Enciende el relé de la fuente de ±15V del GDS
GDS_off	Apaga los relés de +5V y ±15V del GDS
IS_5V	Enciende el relé de la fuente de +5V del IS
IS_15V	Enciende el relé de la fuente de ±15V del IS
IS_off	Apaga los relés de +5V y ±15V del IS
MBS_5V	Enciende el relé de la fuente de +5V del MBS
MBS_15V	Enciende el relé de la fuente de ±15V del MBS
MBS_off	Apaga los relés de +5V y ±15V del MBS
SW_ROM_RAM	Cambia la memoria que contiene el código del programa
ARM_HEAT_LOC	Permite el encendido de los calentadores de la cubierta cuando recibe su clave
Heat_1	Enciende y apaga el calentador 1

Nombre	Descripción
Heat_2	Enciende y apaga el calentador 2
Heat_3	Enciende y apaga el calentador 3
ARM_LOCK	Permite el encendido del bloqueador de la cubierta cuando se escribe la clave correcta
LOCK_CTL	Enciende o apaga el bloqueo de la cubierta
ARM_HEAT_EXT	Permite el encendido de los calentadores de las microbalanzas cuando recibe su clave
ARM_HEAT	Enciende y apaga los calentadores de las microbalanzas
A_LAS	Permite el encendido de los láseres cuando se escribe la clave
ARM_LAS	Enciende o apaga los láseres
Status_Register_1	Registro de estado 1
Status_Register_2	Registro de estado 2

Tabla 10. Registros del módulo de lógica de control de I/O.

4.3.10 Puerto serie de pruebas.

Con objeto de poder acceder al sistema se ha añadido un puerto serie por el cual se enviaba código de programación a la CPU o se recibían datos procedentes del mismo. Esto facilitaba el depurado de errores cuando el sistema se integraba sin necesidad de utilizar herramientas más sofisticadas, como podría ser un sistema de desarrollo de microprocesadores. Se diseñó un dispositivo asíncrono de recepción y transmisión de datos serie, tipo *full duplex*, a 19600 baudios, 8 bits de tamaño, 1 bit de paridad (par), 1 bit de comienzo (*start*) y 1 bit de parada (*stop*). El programa detecta cuando se recibe algún dato y en ese caso, se pone en modo de *monitor*.

Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 38.

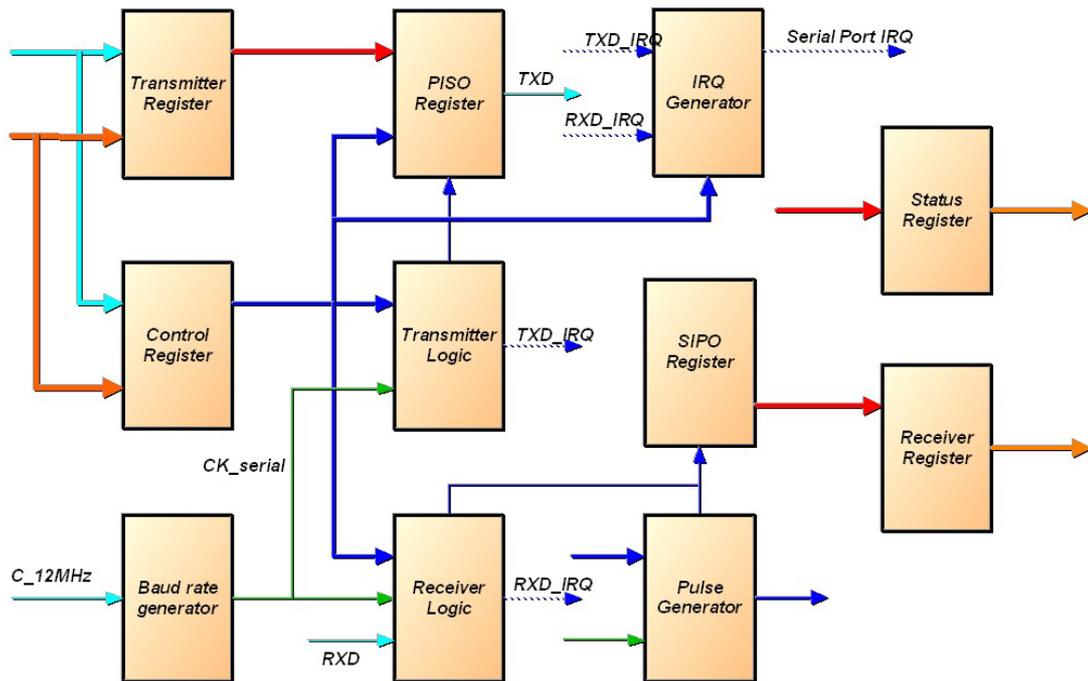


Figura 38. Diagrama de bloques del puerto serie de test.

Los registros de acceso externo al módulo son el registro del transmisor, el registro de control, el registro de estado y el registro de recepción. En el registro transmisor se escribe el dato de 8 bits que va a ser enviado desde GIADA. Una vez que el dato es mandado, si la interrupción está habilitada, se genera una petición de IRQ para informar a la CPU de que se puede enviar un dato nuevo. Existe un indicador de que el transmisor está ocupado, que puede ser leído en el registro de estado. La lógica de control del transmisor se encarga de añadir el bit de comienzo, generar el bit de paridad y el de parada. Una vez generada toda la información se carga en un registro tipo PISO: entrada paralela, salida en serie.

El registro de control es el encargado de controlar las interrupciones y borrarlas cuando proceda. El registro de estado recoge información de la fase en la que se encuentra el dato que está siendo transmitido y del tipo de interrupción que se ha generado, la del receptor o la del transmisor. El registro de recepción contiene el dato que se ha recibido. La lógica de control de recepción habilita la misma y se encarga de controlar el registro tipo SIFO: entrada serie, salida paralela. Existe un circuito que genera diferentes señales dependiendo del orden del bit que se recibe en cada momento, es el denominado *pulse generator*. También hay un circuito que obtiene la frecuencia deseada para el transmisor y el receptor a partir de la frecuencia

de 12 MHz. Este reloj resulta ser de una frecuencia de 0.3025 MHz, 16 veces la de la velocidad de transmisión y recepción. Cuando un bit es detectado en recepción, se muestrea tres veces en medio del bit, y después, con una lógica de votación, se decide cuál es el nivel lógico de dicho bit. Estos pulsos de control son producidos en el denominado generador de pulsos. También hay que decir que la línea de recepción tiene un filtro digital con objeto de eliminar posibles interferencias en la señal recibida.

4.3.11 Controlador del motor paso a paso.

Para poder abrir y cerrar la cubierta del instrumento se utiliza un motor del tipo paso a paso. Éste es el único elemento móvil del instrumento. Dada la colocación del instrumento GIADA en el exterior de la plataforma, se tuvo que incluir una tapa que impidiese la incidencia de partículas que contaminasen o incluso dañasen los subsistemas detectores. Esta tapa deberá ser abierta cuando se desee iniciar alguna medida. El motor se controla con el módulo controlador de motor contenido dentro de la FPGA (en cumplimiento de los requerimientos **A-15**, **A-16** y **A-17**). Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 39.

El registro de control habilita las interrupciones, programa la apertura o cierre de la cubierta cambiando el sentido del motor e inicia o para el movimiento. El registro de número de pasos permite escribir el número de pasos que hay que darle al motor, desde 1 hasta 255 pulsos. Es un contador decreciente con precarga. Una vez alcanzado el último valor, se inicializa a cero.

El registro de velocidad permite programar el periodo de los pulsos, en lugar de la velocidad, con una resolución de 500 μ s, lo cual supone una variación en frecuencia desde los 2000 pasos/s hasta 7.8 pasos/s. Cuando comienza la actuación sobre el motor, hay un contador con un ciclo de 500 μ s, que se va incrementando hasta que alcance el valor programado en el registro de velocidad. En ese momento se genera un pulso que permite cambiar las fases. Este cambio de fases depende del sentido que tenga asignado el giro del motor, y se controla en el denominado generador de fases. También se genera una petición de interrupción, en función de que esté habilitada o no, e informa a la CPU de que se ha efectuado un paso.

Por último, existe un registro de estado que proporciona a la CPU la información sobre el número de pulsos que quedan, los estados actuales de las fases de motor, estado de la línea de *Step_IRQ* y las líneas de control.

Este módulo no ha contemplado la posibilidad de generar rampas de aceleración y deceleración, ya que el par que presta el motor es suficiente para una arrancada rápida sin necesidad de generar dichas rampas.

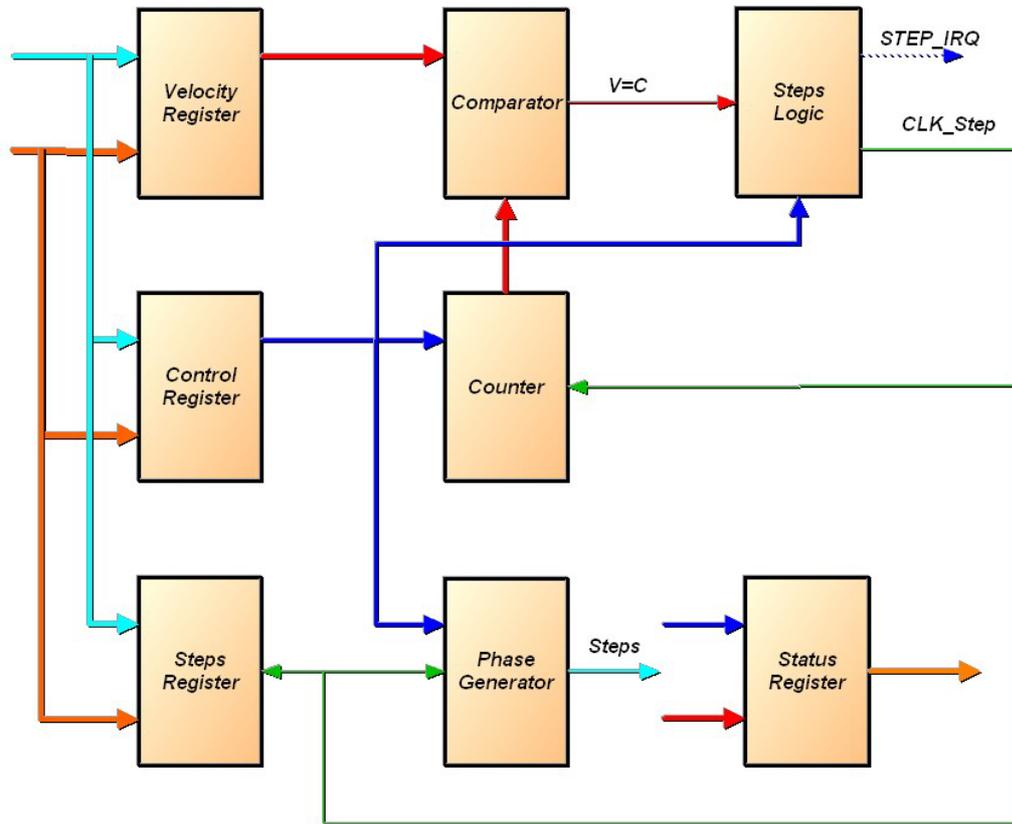


Figura 39. Diagrama de bloques del controlador del motor paso a paso.

4.3.12 Contador/ Temporizador de 12 bits.

Se ha incluido en esta FPGA un temporizador-contador de 12 bits de uso general. Trabaja tanto en modo de un solo conteo, como en modo libre de conteo, o *free running* (en cumplimiento del requerimiento A-25).

Tiene un registro de control que permite habilitar o deshabilitar las interrupciones del contador, ponerlo en modo libre o en modo de recarga remota por parte de la CPU o interrumpir el contador, así como, borrar la interrupción que se haya generado. El registro de temporizador permite programar una cifra entre 0.5 ms

y 2048 ms, en pasos de 0.5 ms. Este contador/temporizador se utiliza por el programa como base o referencia temporal estable e independiente del código que se ejecute.

4.4 La tarjeta analógica.

La tarjeta analógica de GIADA es la encargada de concentrar, adaptar, procesar y repartir las señales procedentes tanto de los sensores y electrónica de proximidad como de las tarjetas de PS/CPU. A diferencia de las tarjetas gemelas, principal y redundante, de PS/CPU y por motivos topológicos, de interfaz, de reducción de masa y de número de componentes, la electrónica analógica presenta la particularidad de que tanto los componentes comunes, como los de la rama principal y redundante se integran en la misma tarjeta de circuito impreso. Puesto que ni los sensores, ni los actuadores ni todos los demás componentes del conjunto del sistema se encuentran duplicados, es necesario que en esta tarjeta se implementen las bifurcaciones y los concentradores de señales correspondientes para posibilitar el buen funcionamiento y la seguridad de los componentes y de los subsistemas redundantes.

La tarjeta está diseñada en base a circuitos impresos cualificados para el espacio con 6 capas o niveles. Todos los modelos fueron diseñados íntegramente en el IAA, utilizando el programa Veribest. La tarjeta además constituye el soporte de los conectores de interfase a los subsistemas de GIADA-1 y GIADA-3.

Las principales funciones realizadas por la electrónica de esta tarjeta son:

- La gestión de redundancias.
- La adaptación de las señales de la electrónica de proximidad, sensores y *Housekeeping* (HK).
- El multiplexado y conversión A/D de las señales.
- El procesado y gestión digital de las señales digitalizadas.
- El control de los emisores láser.
- El control de los umbrales de detección de los sensores.
- Adquisición de los parámetros de HK, que es compartida con las tarjetas de PS/CPU.
- Caracterización y adecuación de las señales procedentes del subsistema GDS (amplitudes y duración).
- Caracterización y adecuación de las señales procedentes de los sensores de impacto, IS.
- Control de los estímulos de calibración.
- Adaptación y procesado de las señales de las microbalanzas.
- Control térmico y alimentación de las microbalanzas.

La Figura 25 muestra el aspecto de la tarjeta y la Figura 40 muestra la otra cara.

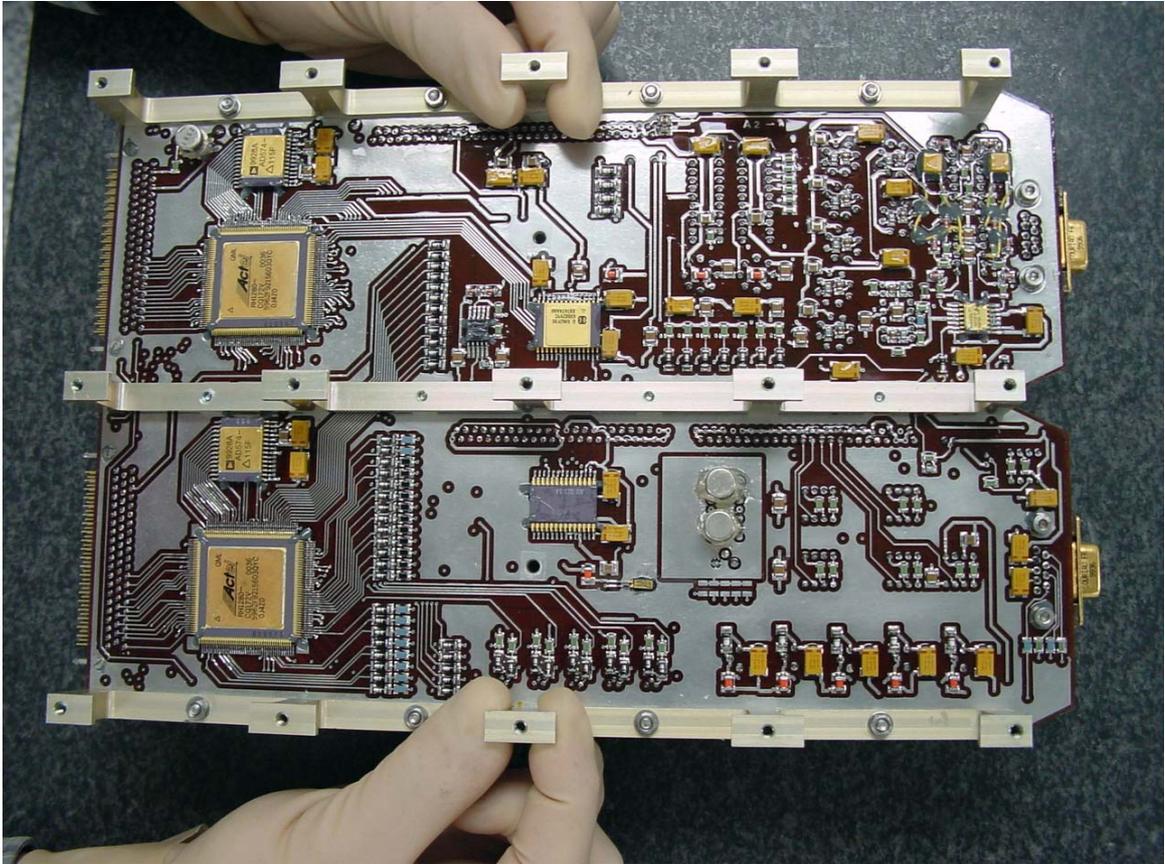


Figura 40. Cara inferior de la tarjeta analógica de GIADA.

El diagrama de bloques de la Figura 41 muestra los diferentes bloques funcionales en los que se ha dividido y que a continuación se explican en detalle. Los sistemas redundantes son similares entre sí por lo que se detallan una sola vez. Las FPGAs constituyen un apartado en sí mismo.

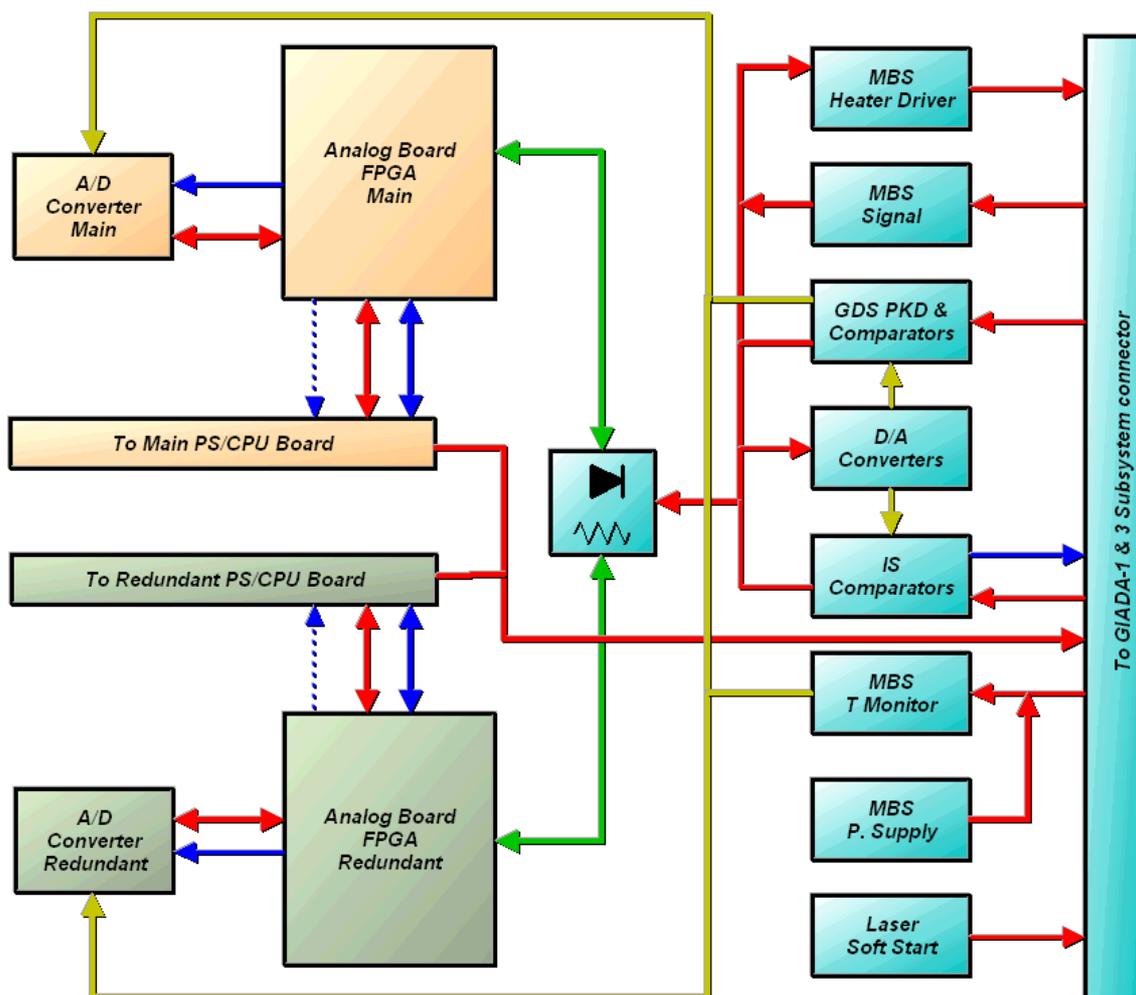


Figura 41 Diagrama de bloques de la tarjeta analógica de GIADA

4.4.1 El sistema de conversión analógica a digital (A/D).

Es el sistema encargado de recibir las diferentes señales analógicas de los subsistemas, de la propia tarjeta y de la de PS/CPU, y convertirlas en señales digitales para su procesamiento y envío. Utiliza un convertidor de aproximaciones sucesivas AD574 de Analog Devices, que es un componente suficientemente probado en aplicaciones espaciales y que, entre otras ventajas, ofrece la de ser fácilmente integrable en un circuito basado en microprocesadores dado que sus líneas de salida poseen *buffer* triestado, aunque en este caso, dado que no comparten el bus de datos con ningún otro dispositivo, no hubieran hecho falta. Éste cumple con los requerimientos impuestos por el instrumento en velocidad y en resolución, 35 μ s y 12bit respectivamente. Tanto la referencia de voltaje como el reloj son generados internamente en el propio componente (Analog Devices, 1988).

Dado el gran número de señales a ser digitalizadas, se han tenido que utilizar dos multiplexores analógicos de 16 entradas configurados en paralelo y basados en el HS-1840 de *Intersil*, que posee una gran resistencia a la radiación y una altísima impedancia de entrada a las fuentes analógicas, por lo que el dispositivo es seguro en caso de que se produzca fallo en su alimentación o de que las señales de entrada presenten niveles anormalmente altos (ver requerimientos **A-23**, **A-36**, **A-41**, **A-45**, **A-46**, **A-53** y **A-60**). Estos multiplexores son dispositivos especialmente diseñados para sistemas que utilizan redundancias, pues poseen la facultad de poder encadenar sin circuitería adicional, como en este caso, varios de estos componentes sin que se produzcan interacciones entre ellos. El tiempo de acceso (1.5 μ s) es suficiente para los requerimientos del sistema. El montaje de la pareja de multiplexores, tanto principales como redundantes, sobre la placa de circuito impreso, ha sido realizada soldando en forma especular los componentes en cada una de las caras exteriores. Con ello se facilita en gran manera el trazado de las líneas de estos componentes en el diseño del circuito impreso. Esto ha supuesto una operación novedosa y digna de mencionar dentro de un desarrollo para el espacio.

Completando la cadena de conversión A/D y entre la salida de los dos multiplexores y la entrada del convertidor se dispone un amplificador operacional configurado como seguidor de voltaje, que actúa como *buffer* de la señal y junto con una pareja de diodos rápidos a la entrada, como protección de posibles sobrevoltajes en la entrada del convertidor.

El convertidor A/D se ha configurado en modo pseudo-bipolar, esto es, en modo bipolar pero introduciendo los componentes externos necesarios para que en lugar de funcionar en el margen habitual de -10V a +10V, lo realice en otro comprendido entre -1V y +11V. Con esta forma de funcionamiento se consigue una mejor relación rango dinámico / resolución del sistema y una mejor aceptación de señales con *offset*.

Se ha requerido un aumento en el rango dinámico de las medidas. El convertidor está diseñado para tener un tope de escala de +10V, y esto sucede cuando circula una corriente I_{fs} de 2mA sobre $R_{inc}=5k\Omega$. Si se ajustan convenientemente las resistencias externas se puede modificar el valor tope que se ve ampliado al intercalar, en serie con dicha resistencia, otra externa $R_{10Vspan}$, sobre la que produce una diferencia de potencial de $12V-10V=2V$, por lo que su valor ha de ser:

$$R_{10Vspan} = \frac{V_{fs} - V_{cin}}{I_{fs}} = \frac{12V - 10V}{2mA} = 1k\Omega$$

siendo V_{fs} el rango dinámico deseado, V_{cin} , la máxima amplitud a la entrada del convertidor, e I_{fs} es la corriente a escala máxima dentro del convertidor. Un diagrama se muestra en la Figura 42.

Para poder leer datos de voltajes negativos (de *offset* por ejemplo) de hasta $-1V$, el convertidor ha de ser configurado en modo bipolar y suministrarle al nodo una corriente adecuada, I_{off} , suma del comparador del convertidor por su entrada BIP OFF. Esta corriente se obtiene intercalando una resistencia R_{bipoff} en serie con la entrada negativa del comparador del convertidor. Su valor está calculado para que en la misma se establezca una corriente de:

$$I_{off} = \frac{V_{off}}{R_{in}} = \frac{V_{off}}{R_{10VSPAN} + R_{inc}} = \frac{-1V}{(1+5)k\Omega} = -0,1666mA$$

Siendo R_{in} la resistencia efectiva de entrada del convertidor. Utilizando la propia fuente de tensión de referencia V_{REFOUT} ($10.00V$) del AD574A, se obtiene que el valor de la resistencia a intercalar ha de ser:

$$R_{BIPOFF} = \frac{V_{REFOUT}}{I_{off}} = \frac{10.00V}{0.16556mA} = 60k\Omega$$

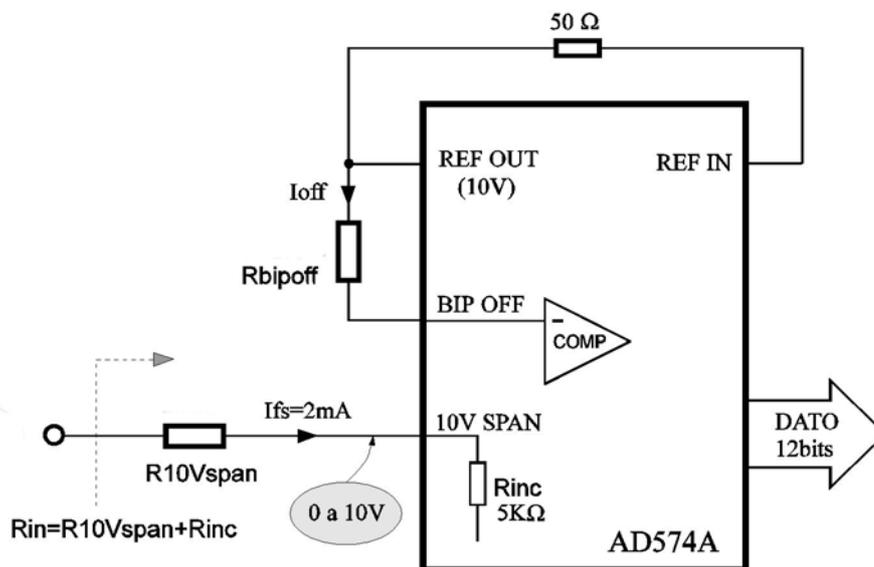


Figura 42. Diagrama para el cálculo de la resistencia del AD574

Con estos valores el sistema se comporta como un sistema de conversión A/D con rango dinámico ampliado y con una función de transferencia dada por:

$$N = 341.25V_{in} + 338.98$$

Siendo N las cuentas del ADC y V_{in} el voltaje de entrada al convertidor en voltios. La resolución del sistema es de 2,93mV/cuenta ó 0,341cuentas/mV, con un margen de aceptación de voltajes más elevado, y un rango dinámico de 12V, o sea 1.2 veces superior al que se obtendría trabajando en modo unipolar de 0 a 10V y casi con la misma resolución.

Con objeto de poder realizar durante la misión la calibración del sistema, se han dispuesto a la entrada de los multiplexores unas líneas dedicadas a tal fin. Esto permite leer durante el vuelo posibles cambios en el comportamiento del sistema de conversión y corregir, en su caso, su función de transferencia. Para ello se utiliza un circuito de referencia de voltaje de precisión junto con un divisor resistivo con muy bajo coeficiente térmico y un sensor de temperaturas para corregir las derivas térmicas del propio sistema de calibrado.

La Tabla 11 muestra los canales analógicos del instrumento GIADA.

Señal	Rango
Temperatura cubierta	-100 °C a 150 °C
Temperatura IS	-100 °C a 150 °C
Temperatura láser	-100 °C a 150 °C
Temperatura MBS1	-100 °C a 150 °C
Temperatura MBS2	-100 °C a 150 °C
Temperatura MBS3	-100 °C a 150 °C
Temperatura MBS4	-100 °C a 150 °C
Temperatura MBS5	-100 °C a 150 °C
Señal GDS canal izquierdo	0 V a 10 V
Señal GDS canal derecho	0 V a 10 V
Señal piezoeléctrico 1 IS	0 V a 10 V
Señal piezoeléctrico 2 IS	0 V a 10 V
Señal piezoeléctrico 3 IS	0 V a 10 V
Señal piezoeléctrico 4 IS	0 V a 10 V
Señal piezoeléctrico 5 IS	0 V a 10 V
Temperatura MRCALTMON	-100 °C a 150 °C
Voltaje MVCAL1	0 V a 10 V
Voltaje MVCAL2	0 V a 4 V

Señal	Rango
Voltaje MVCAL3	0 V a 200 mV
Corriente fuente +5V	0 mA a 2000 mA
Corriente fuente +15V	0 mA a 800 mA
Corriente fuente -15V	0 mA a 800 mA
Temperatura DC/DC	-100 °C a 150 °C

Tabla 11. Parámetros analógicos medidos en GIADA.

4.4.2 Detector de pico del GDS y circuitos comparadores.

El GDS, *Grain Detector Subsystem*, está constituido por los cuatro diodos emisores láser de 1W en el IR cercano, encargados de producir la cortina de luz, los detectores correspondientes y la electrónica asociada. Aunque este subsistema no es objeto de este trabajo, es conveniente explicar su funcionamiento. En la tarjeta de analógica, se ubican los circuitos de control de potencia de los láseres y los de lectura y procesado de las señales de salida de los preamplificadores del subsistema.

El GDS puede actuar en varios modos: con cortina de luz continua en los emisores pares, en los impares o con una señal alterna de 100 kHz, que enciende y apaga alternativamente los emisores pares o los impares. En cualquiera de estos modos es necesario detectar el paso de la partícula por la cortina de luz. Para ello se utilizan dos circuitos de detección gemelos, derecho e izquierdo, controlados por sus líneas correspondientes. Estos circuitos se hallan dispuestos a 90° con respecto a la dirección del haz de luz, y reciben la luz difundida por la partícula cuando atraviesa dicho haz (en cumplimiento de los requerimientos **A-31**, **A-32** y **A-38**).

El circuito rectificador de entrada se ha acoplado en alterna, con objeto de rechazar los elevados niveles de *offset* de las señales de entrada y de mejorar la aceptación, por parte del sistema, de los armónicos más significativos de las señales procedentes de los preamplificadores. La constante de tiempo de la red R-C de acoplo, de 0,3µs, se ha elegido para dejar pasar sin dificultad hasta el tercer armónico de la señal. Posteriormente, la señal es detectada mediante un rectificador de precisión de doble onda. La señal obtenida, cuya amplitud es proporcional a la de la señal y a su primera derivada, es la que se emplea después para ser procesada, tanto por el comparador como por el detector de picos (ver requerimiento **A-41**). Un diagrama de bloques del circuito de detección de GDS se muestra en la Figura 43. Para conseguir buenas características de retención del voltaje de pico y bajos niveles de error en

continua, se han utilizado amplificadores operacionales con entradas JFET. La caída del voltaje a la salida del detector de pico se debe principalmente a la descarga del condensador de retención a través de la entrada del amplificador operacional, pudiéndose calcular en base a la corriente de polarización del mismo, que se sitúa en el orden de 200 pA a 21 °C. Por lo tanto para el valor del condensador de retención utilizado, 1 nF, se obtiene:

$$\frac{\Delta V}{t} = \frac{I_{FUGAS}}{C} = \frac{200 pA}{1 nF} = 0.2 V / s$$

Una gráfica de la caída del voltaje se puede ver en la Figura 44.

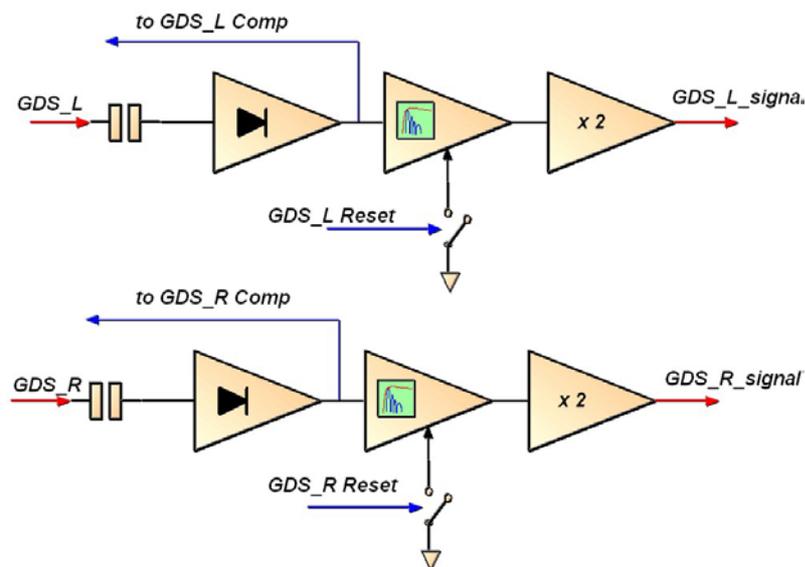


Figura 43. Diagrama de bloques del detector de pico del GDS.



Figura 44. Señal de caída del voltaje en el detector de pico.

El funcionamiento de este circuito se puede ver en la Figura 45 obtenida con una señal simulada de GDS. En el canal 1 se representa la señal después del circuito rectificador. El canal 2 es la salida del circuito de detección del pico. El canal 3 es la señal procedente del GDS, simulada por un tren de pulsos distorsionado y por último el canal 4 es la salida TTL tras pasar por los comparadores, y que será utilizada por la FPGA.

Los circuitos comparadores de ambos canales son idénticos y tienen una etapa amplificadora de ganancia 2.5. A continuación está el comparador del tipo LT1011RH. Es un comparador de propósito general pero que presenta unas muy buenas características en lo que a corriente de polarización y voltaje de *offset* se refiere. Su pequeña deriva térmica es también importante a la hora de incluirlo en el diseño. Para evitar los problemas derivados de un amplificador operacional en circuito abierto, el dispositivo dispone de unas entradas de balance, en las que se conecta un condensador. Cuando la señal procedente de alguno de los canales supera el valor de umbral programado en GIADA, se indica a la FPGA que una partícula ha sido detectada en el GDS (según requerimiento **A-39**).

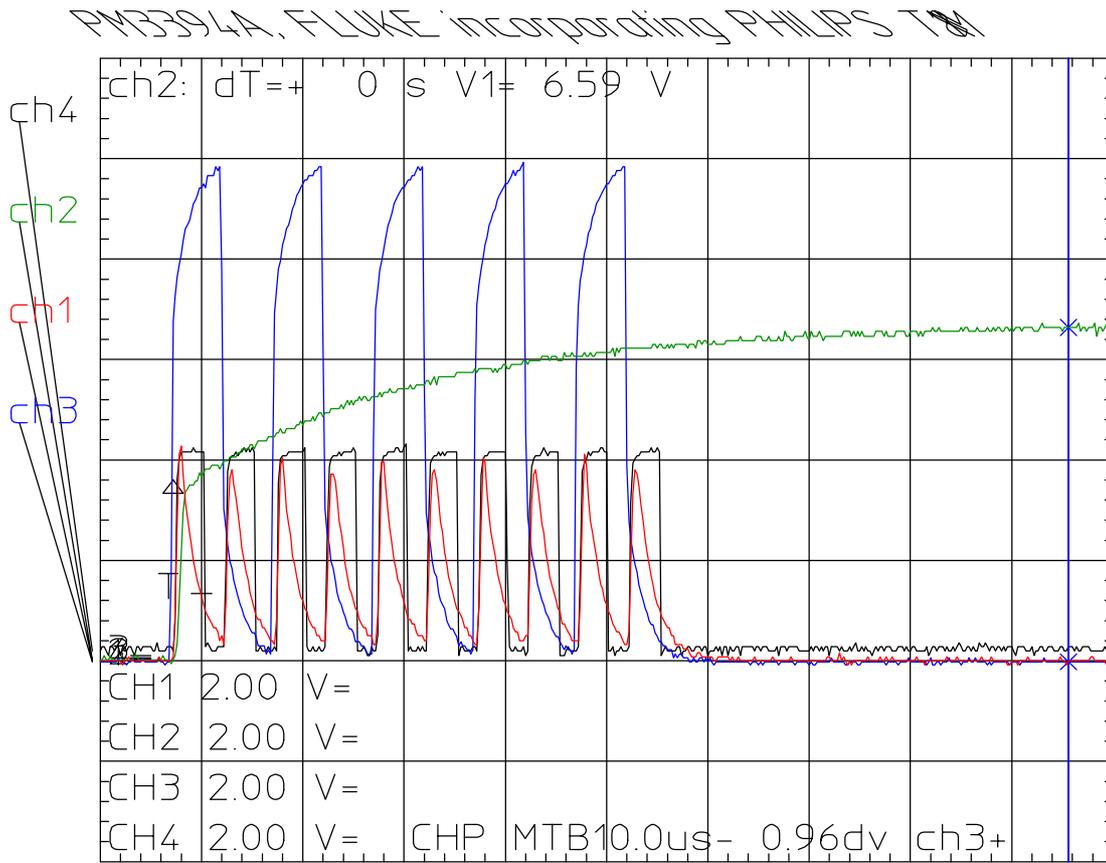


Figura 45. Oscilograma del comportamiento del detector de pico del GDS.

4.4.3 Comparadores del sensor de impacto (IS) y señal de calibración.

El sensor de impacto (IS) tiene una triple finalidad. Por un lado determina cuando la partícula incide sobre la membrana metálica, permitiendo calcular el tiempo de vuelo entre el GDS y el IS, con lo que se determina la velocidad de la misma. La segunda es conocer la amplitud de la señal que deberá de ser proporcional a su momento, permitiendo, por tanto, conocer su masa una vez determinada su velocidad. Y, por último, conocer el punto del impacto, ya que la señal que llega a los cinco piezoeléctricos colocados en los vértices y centro de la membrana, es también proporcional a la distancia del impacto a las mismas (de acuerdo con el requerimiento A-44).

La electrónica de proximidad contiene los preamplificadores, los detectores de pico y los *sample and holds* de los cinco sensores. Su señal pasa a través de unos circuitos comparadores idénticos a los del GDS, pero sin la etapa de amplificación.

Con el propósito de poder hacer autocalibraciones del sensor de impacto, existe un piezo que actúa como excitador de la membrana. A este piezo se le proporciona un pulso de amplitud y duración programable. Para ello se ha diseñado un circuito que tiene un amplificador de instrumentación, AMP02. Es un amplificador de alta precisión. Debido a que la respuesta a un voltaje programado en la entrada de los convertidores D/A no es suficientemente rápida hay que utilizar un circuito con un par de transistores. Uno de los transistores es gobernado por una señal que sincroniza perfectamente el pulso de excitación de la membrana en el momento que se desee (según los requerimientos **A-54** y **A-55**).

4.4.4 Convertidores digitales a analógicos.

Es el circuito encargado de programar los diferentes umbrales de disparo de los comparadores de las señales del GDS e IS. También proporciona la señal para la excitación del piezoeléctrico de calibración del IS. Está compuesto por dos AD7226 de *Analog Devices*. Estos dispositivos son unos convertidores D/A cuádruples, con salida amplificada, capaces de proporcionar hasta 5 mA por cada una de ellas. No necesitan dispositivos externos de ajuste y son fácilmente controlables por sistemas basados en microprocesadores, con líneas de direccionamiento y escritura.

La referencia externa de voltaje se la proporcionan sendos dispositivos AD584. Dichos integrados son los circuitos monolíticos de referencia de voltaje de mayor precisión disponibles para el espacio. Su salida es programable en incrementos de 2.5 V. El voltaje de referencia que se ha configurado para los D/A de GIADA es de 2.5 V (en cumplimiento de los requerimientos **A-39** y **A-47**).

4.5 La FPGA de la tarjeta analógica.

Al igual que en la tarjeta de CPU aquí existe un dispositivo capaz de controlar los módulos y sistemas de la misma, con un bajo consumo y ocupando poco espacio. La Figura 46 muestra el diagrama de bloques de dichas FPGAs, la principal y su gemela redundante. Los bloques que aparecen son bloques funcionales, que, en algunos casos, comparten elementos comunes dentro del dispositivo.

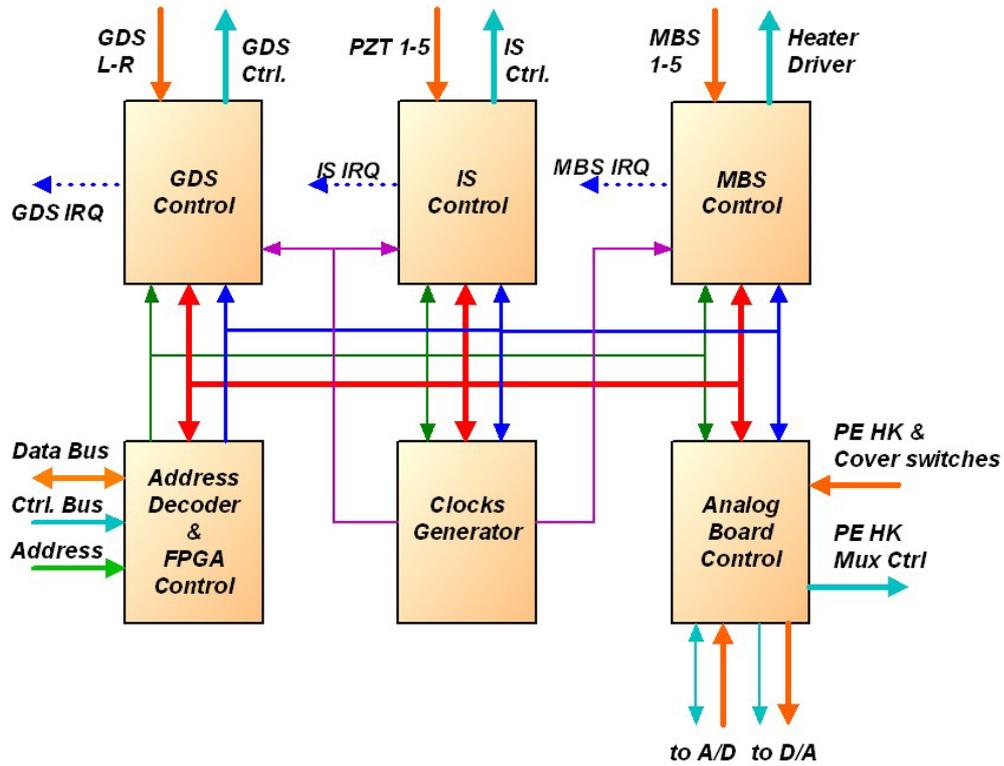


Figura 46. Diagrama de bloques de la FPGA de la tarjeta analógica.

4.5.1 El controlador de la FPGA y decodificador de direcciones.

Este módulo es el encargado de generar las diferentes señales comunes al resto del dispositivo. Genera también todos los direccionamientos de los distintos registros internos. Adquiere el estado de la electrónica de proximidad y de los conmutadores de final de recorrido de la cubierta del instrumento. La Tabla 12 muestra los registros internos de la FPGA.

<i>Registro</i>	<i>Dirección Interna</i>	<i>R/W</i>
A/D converter status register	0x00	R
A/D control register	0x00 - 0x01	W
A/D data register	0x01 - 0x02	R
D/A converter data register	0x02	W
D/A converter control register	0x03	W
Multiplexer address register	0x04	W
Multiplexers control register	0x05	W
GDS status right register	0x03	R

<i>Registro</i>	<i>Dirección Interna</i>	<i>R/W</i>
GDS status left register	0x05	R
GDS transit time right	0x04	R
GDS transit time left register	0x06	R
Control laser register	0x06	W
Min. Particles detected register	0x07	W
Laser power control register	0x08	W
Reset laser register	0x09	W
Flight time register	0x07 – 0x08	R
Enable IS register	0x0A	W
Reset IS register	0x0B	W
IS control register	0x0A	W
IS_1 data register	0x09	R
IS_2 data register	0x0A	R
IS_3 data register	0x0B	R
IS_4 data register	0x0C	R
IS_5 data register	0x0D	R
MBS heater control register	0x0D	W
MBS heater status register	0x0E	R
MBS reset register	0x0E	W
MBS int time	0x0F	W
MBS data register	0x0F – 0x10	R
MBS control register	0x10 – 0x11	W
Proximity electronics HK control	0x12	W
Cover limit switches	0x11	R
IS stimulus control	0x13	W
FPGA status register	0x12	R

Tabla 12. Registros de la FPGA de la tarjeta analógica.

4.5.2 Generador de relojes.

Proporciona los diferentes tipos de relojería necesarios dentro del dispositivo: 333 kHz, 200 kHz para el IS y 100 kHz para los GDS y MBS.

4.5.3 Control de los convertidores A/D y D/A.

Es el encargado de generar las líneas de control de los convertidores de la tarjeta. Proporciona los umbrales de detección de los comparadores y del generador de estímulos, así como lee el dato convertido en el D/A.

También controla las señales de los multiplexores de la electrónica de proximidad, permitiendo la lectura de ocho sensores situados en la misma: los sensores de los cuatro emisores láseres y sus correspondientes sensores de temperatura (de acuerdo con el requerimiento **A-36**).

4.5.4 Control de los láseres y sensores del GDS.

Las funciones principales de este módulo (en cumplimiento de los requerimientos **A-3**, **A-32**, **A-40**, **A-41** y **A-42**) son las siguientes:

- Genera las señales de control de los emisores láser que pueden actuar en modo continuo o en modo de conmutación a 100 kHz. Este último es el modo usual de funcionamiento.
- Habilita a los sensores para que detecten un número determinado de partículas antes de que puedan ser consideradas como tales. Este número puede cambiar entre 2 y 5. El valor por defecto es 3.
- Mide el tiempo de tránsito por la cortina de los láseres de las partículas.
- Lanza el contador de tiempo de vuelo a partir de la partícula “asegurada”.
- Genera la señal de control sobre el detector de pico para que retenga la amplitud de la señal que llegan de los detectores
- Genera una interrupción cuando se detecta una partícula y ésta es considerada como válida o si es sobrepasado el tiempo de tránsito en la cortina.

Un diagrama de bloques se puede ver en la Figura 47.

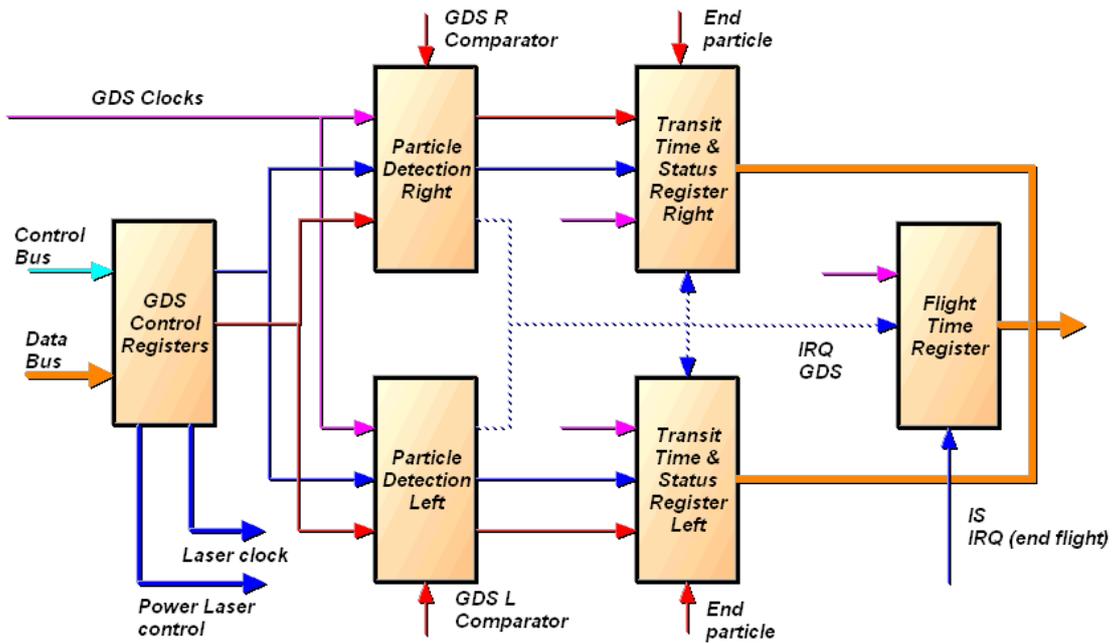


Figura 47. Diagrama de bloques del GDS y láser.

El registro de control se encarga de generar tanto las dos señales de los emisores láser como de controlar su potencia. Los láseres pueden ser alimentados de manera continua, o de manera conmutada, alternándose pares e impares con señales desfasadas 180° . También controla la potencia que se le suministra mediante el control de circuitos que permiten sumar corrientes a los emisores en la electrónica de proximidad. Así, podemos controlar cuatro opciones: apagado, baja, media y alta potencia. Para el encendido de los láseres es necesario que estén armados, es decir, la línea de control que procede de la tarjeta de CPU debe estar activa para lo que se necesita de la escritura de un código especial en la FPGA de la PS/CPU que permite un cambio a estado de armado (ver requerimientos **A-33** y **A-35**).

La detección de las partículas se realiza en los circuitos detectores que son idénticos para los canales izquierdo y derecho. El diagrama de bloques es el que se muestra en la Figura 48.

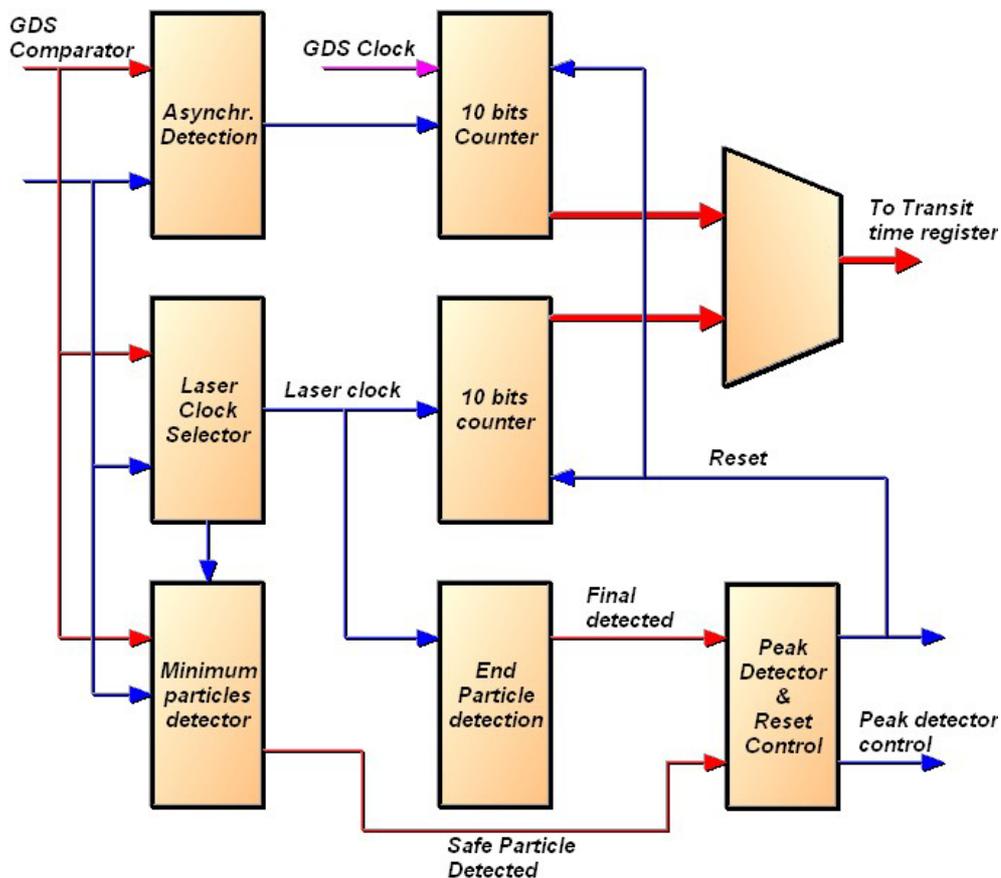


Figura 48. Diagrama de bloques del detector de partículas.

Existen dos modos diferentes de detección de las partículas, en función del modo programado.

En el modo asíncrono, la cortina de láseres es mantenida de manera continua, sin que se conmuten los emisores. En este modo, cuando incide una partícula, y en función del umbral programado, es detectada o no. Si es detectada, se inicia un conteo a una frecuencia de 100 kHz, se lanza el contador de tiempo de tránsito y se provoca la interrupción del GDS. Tiene un circuito que detecta el final del paso del grano, y que para el contador, generándose los *reset* correspondientes que ponen a cero el sistema de GDS (según requerimiento **A-34**).

En el modo asíncrono, la detección es más complicada. Los láseres están conmutando su señal a 100 kHz. Si una partícula es detectada durante una de las fases, existe un circuito que hace que el reloj de los contadores esté en fase con la señal de ese láser. Al igual que en la detección asíncrona se habilita el detector de pico, y se lanza un contador, pero no se genera la interrupción hasta que no se considere que la partícula es aceptada, evitando los espurios en los sensores. La partícula es aceptada dependiendo de que se detecte durante un número de ciclos

igual a los programados en el registro de mínimo número de partículas (entre 2 y 5). Si la señal no llega durante este periodo, se considera como ruido del sistema, y el circuito se inicializa de manera automática, borrándose los registros correspondientes y poniendo al sistema en estado de espera de nuevas detecciones. Por el contrario, si se considera una detección correcta, se lanza el contador de tiempo de vuelo. Cuando pasan dos ciclos consecutivos de reloj sin que la señal de partícula esté presente, se genera una señal de final de detección, que para el contador de tiempo de tránsito por la cortina y se produce la interrupción. Puede ocurrir que no se detecte el final, porque, por ejemplo, la partícula sea muy lenta. En ese caso existe una línea de fuera de rango, que es almacenada en los registros de tiempo de tránsito, indicando esta anomalía al sistema y generándose así mismo una interrupción.

El registro de tiempo de vuelo es parado cuando la partícula incide en la lámina del IS (en cumplimiento de los requerimientos **A-42** y **A-43**).

4.5.5 Control del sensor de impactos IS.

Las principales funciones de este circuito son (ver los requerimientos **A-46**, **A-47**, **A-48**, **A-49** y **A-50**):

- Medir el tiempo de propagación del impacto de una partícula entre el sensor piezoeléctrico que ha detectado el primero y los otros cuatro sensores.
- Filtrar las señales procedentes de los comparadores para eliminar posibles espurios.
- Habilitar los sensores piezoeléctricos.
- Generar las señales que permitan capturar la amplitud de la señal en cada uno de los sensores.
- Parar el registro de tiempo de vuelo en el momento que la partícula incida.
- Generar un borrado periódico para evitar las derivas existentes en el detector de picos de los cinco sensores.
- Controlar el rango y la ganancia de los circuitos de la electrónica de proximidad.
- Generar la señal de estímulo para el auto calibración del IS.

El diagrama de bloques de este circuito se muestra en la Figura 49.

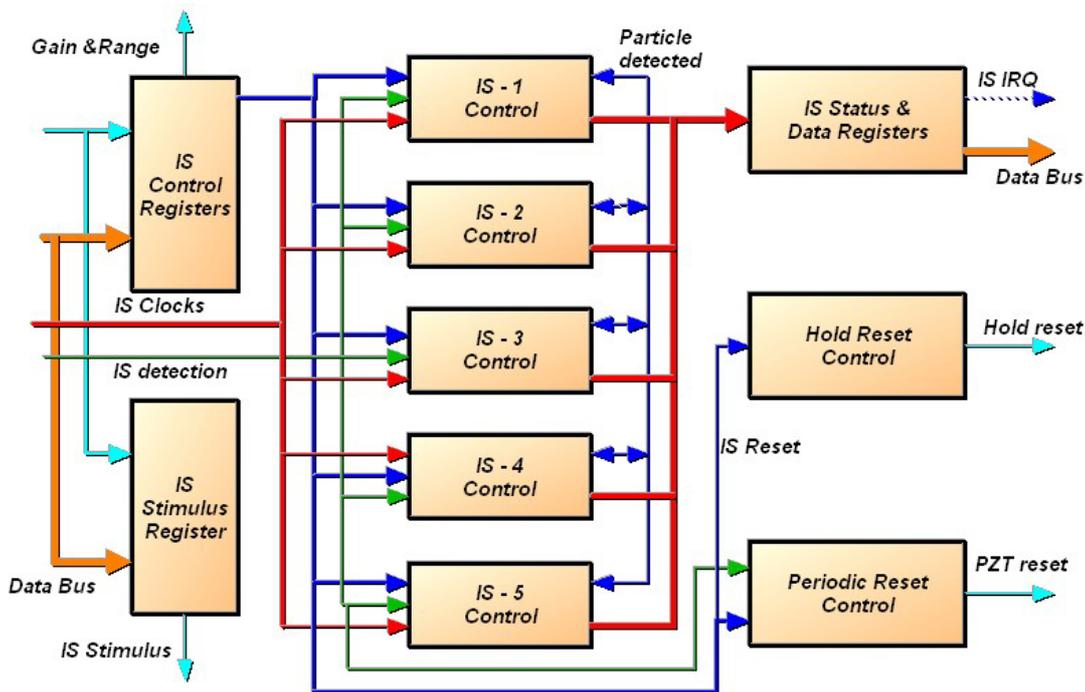


Figura 49. Diagrama de bloques del circuito lógico del sensor de impactos.

Los registros de control habilitan a los diferentes sensores para la detección de una partícula incidente sobre la lámina del IS. Controla también el borrado de la partícula cuando el programa así lo pide. Permite, por otro lado, ajustar el rango y la ganancia de los amplificadores de la electrónica de proximidad (ver requerimiento A-49).

El registro de control del estímulo para las autocalibraciones del IS, produce una señal que permite la rápida generación de un voltaje sobre el piezoeléctrico de calibrado de la lámina.

Los controles 1 a 5 de los IS, detectan la incidencia de una partícula en alguno de los cinco sensores, generando la correspondiente señal de inicio de medida del tiempo de propagación desde el primer sensor que lo detecta hasta el último. La Figura 50 muestra el contenido lógico de estos circuitos.

La señal procedente de cada uno de los comparadores de umbral de los piezoeléctricos, en niveles lógicos, es filtrada eliminando cualquier espurio cuya duración sea menor a 2.5 μ s. Si la partícula resulta ser adecuada, se inicia todo el proceso, lanzando los otros cuatro temporizadores que miden el retraso en la detección, es decir, el tiempo de propagación a lo largo de la lámina, e inhibiendo su propio contador. Si alguno de los sensores no la detecta, se genera un rebose, y en su registro se marca este hecho. Los contadores están dimensionados para que esto

suceda a los $95 \mu\text{s}$, que se ha calculado como un valor suficiente para la propagación de la señal desde el punto más alejado de cada piezoeléctrico. Después de cada detección se genera la señal de *hold*, permitiendo capturar la amplitud de la señal en ese momento. Esto se hace $35 \mu\text{s}$ después de la detección que es cuando el detector de pico alcanza el valor máximo de la señal y rechaza las reflexiones de las señales producidas en la lámina (en cumplimiento de los requerimientos A-51 y A-52).

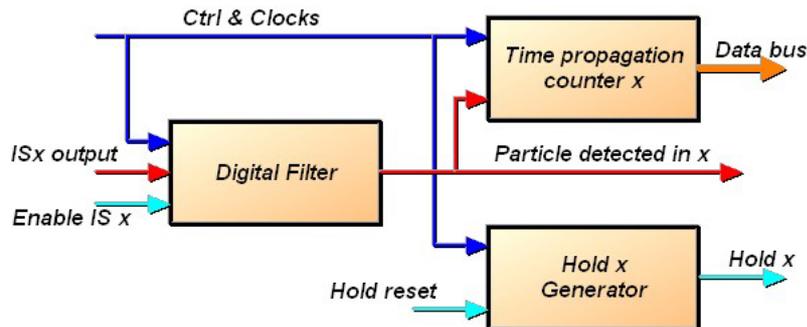


Figura 50. Diagrama del control de cada sensor del IS.

Los cinco registros de estado y datos de los respectivos piezos, proporcionan los tiempos de propagación, el bit de rebose, si se ha detectado impacto y si es el que ha provocado la petición de interrupción. El tiempo de propagación se utiliza para determinar la posición del impacto mediante algoritmos geométricos y para reconstruir el valor del momento.

El circuito de borrado de las señales de *hold* es el que permite la generación sincrónica con el borrado del IS, produciéndose un pulso de $0.25 \mu\text{s}$. Este sincronismo se exige para evitar comportamientos no deseados entre el detector de pico y su borrado.

Por último, durante las calibraciones se observó una tendencia de deriva ascendente de los detectores de pico de los sensores del IS. Para evitar esto, se genera de manera periódica un borrado de los circuitos de la electrónica de proximidad. Este borrado se produce cada 2 ms , y es deshabilitado en el momento que se detecte una incidencia de partícula.

4.5.6 El circuito de control de las microbalanzas (MBS).

Las funciones que debe realizar esta parte del circuito son las siguientes (ver requerimientos A-58 y A-59):

- Adquirir las señales periódicas procedentes de las cinco microbalanzas de GIADA y medir su frecuencia.
- Filtrar estas señales para rechazar espurios.
- Controlar los calentadores de las microbalanzas para producir el evaporado de las partículas depositadas en la superficie de las mismas.

El diagrama de bloques de este circuito se muestra en la Figura 51.

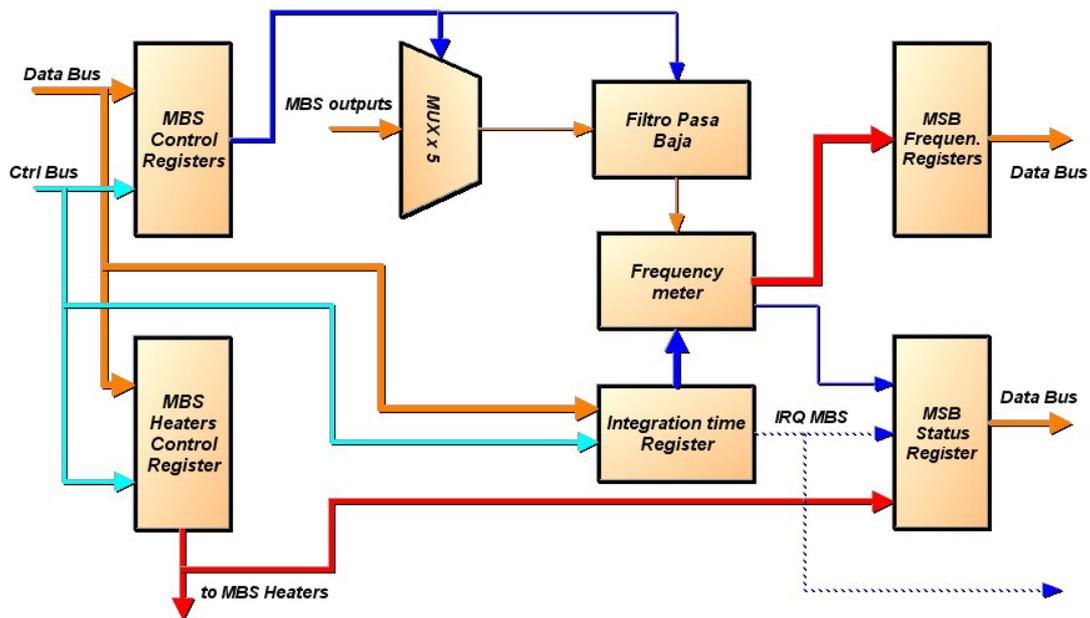


Figura 51. Diagrama de bloques del control de las microbalanzas.

Los registros de control son los encargados de generar la relojería necesaria para este módulo, y las señales de habilitación y reset de toda la circuitería.

Las señales procedentes de las cinco microbalanzas se multiplexan, y son leídas una a una. La señal periódica con niveles TTL, es depurada en un filtro digital pasa baja con una frecuencia de corte de 150 khz. Este filtro necesita unos ciclos de trabajo para las altas frecuencias de, al menos, el 30 % en algunos de los niveles, pudiendo ir disminuyendo este número para frecuencias más bajas.

La frecuencia de la señal filtrada es medida utilizando un frecuencímetro basado en un contador de 19 bits habilitado durante un tiempo determinado. Dicho tiempo es programable en el registro de tiempo de integración y su valor puede ir desde 10.24 ms hasta 2.55 s, valores éstos más que suficientes para extenderse a todo el rango de medida requerido en las especificaciones de GIADA, esto es, desde 1 Hz

hasta 100 kHz, con una resolución de 1 Hz. Cuando el tiempo de integración ha pasado, se genera una interrupción para informar al sistema que la frecuencia de la microbalanza “x” está lista para ser leída en los registros de lectura, alto, medio y bajo.

Existe también un registro que controla los calentadores de cada una de las microbalanzas, ya que, cuando se llega a señales saturadas, debido a la cantidad de materia depositada se hace necesario eliminarla mediante el calentamiento de las microbalanzas (ver requerimiento **A-29**).

El nivel lógico de esas líneas puede ser leído en el registro de estado, así como si se ha producido interrupción y lo que es más importante, si ha habido un rebosamiento en el contador del frecuencímetro, que indicaría una anomalía en la circuitería o en las microbalanzas, generándose un *HW error*, que sería transmitido a tierra.

5 La tarjeta de control de mecanismos de OSIRIS.

5.1 Descripción general.

La *E-Box* del instrumento OSIRIS es la responsable del control del instrumento. Una de sus componentes es la denominada tarjeta de control de mecanismos, MCB, que ha sido responsabilidad del IAA (Castro Marín y col., 2001 y 2002).

La MCB es en realidad una composición de dos tarjetas de circuito impreso unidas entre sí por dos circuitos de tipo flexible. Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 52. Las funciones de este sistema son las siguientes:

- El control de los motores paso a paso de las cámaras NAC y WAC (ver requerimiento **B-1**).
- La adquisición de los datos de *Housekeeping* de la tarjeta MCB, de las cámaras y de la DPU (de acuerdo con le requerimiento **B-6**).
- Circuitos de potencia de los motores.

Los requerimientos impuestos a las ruedas de filtros al tiempo necesario para cambiar los filtros, entre 0.5 s cuando están adyacentes o 1 s cuando están separados, y la necesidad de mantener alimentadas las bobinas alimentadas durante un cierto intervalo con objeto de un correcto posicionamiento, han obligado a realizar un diseño del controlador de los motores bastante exigente (ver requerimientos **B-18**, **B-19**, **B-20**, **B-21**, **B-22** y **B-23**).

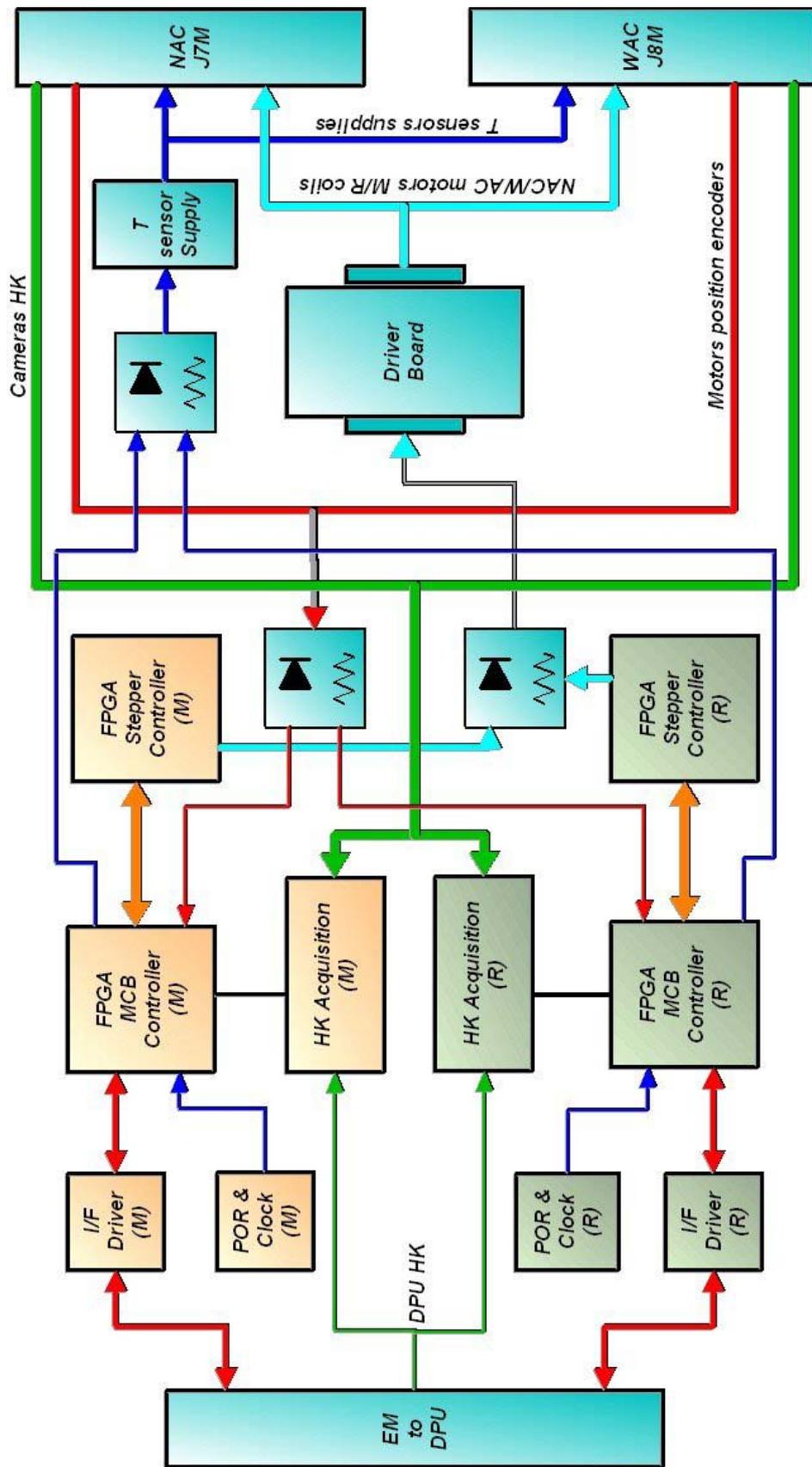


Figura 52. La tarjeta de control de mecanismos de OSIRIS.

Al igual que el instrumento GIADA, existe una redundancia en *stand-by* no operativa de los elementos de control y adquisición, a excepción de los circuitos de multiplexado de alimentación de sensores, así como tampoco son redundantes ni los sensores ni los actuadores, aunque los motores si llevan el bobinado redundante. Es necesario que en esta tarjeta se implementen las bifurcaciones y los concentradores de señales correspondientes para posibilitar el buen funcionamiento y la seguridad de los componentes y de los subsistemas redundantes (ver los requerimientos **B-27**, **B-28**, **B-29**, **B-30**, **B-31**, **B-32** y **B-33**).

La tarjeta de control muestra un sistema combinado de dos dispositivos FPGA para cada una de las ramas principal y redundante. Una de las FPGAs se encarga de las comunicaciones con la DPU y la otra se encarga de controlar los tres motores de cada cámara, correspondientes a las dos ruedas de filtros y a la cubierta de las cámaras. La filosofía de redundancias de los motores, que tienen bobinados duplicados, obliga a realizar un cruce completo, permitiendo que cada uno de los sistemas pueda gobernar tanto los bobinados principales como los redundantes. Dependiendo de que el cruce afecte a líneas digitales de entrada o salida se utilizan diferentes circuitos, que vienen detallados en la Figura 53.

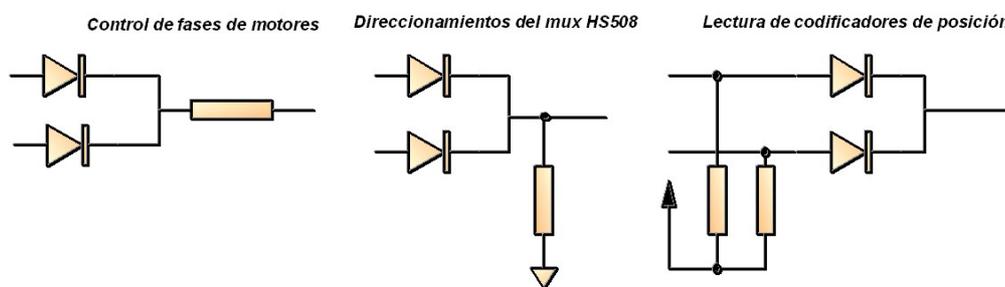


Figura 53. Tipos de cruce de líneas digitales entre las FPGA M y R

La descripción de las FPGAs será objeto de apartados independientes.

5.1.1 Los adaptadores del interfaz con la DPU.

Al igual que el instrumento GIADA, los interfaces entre la MCB y la DPU se han diseñado en base a un estándar RS-422 con líneas balanceadas. Se utilizan dispositivos del tipo HS-26C31 y HS-26C32, transmisor y receptor, respectivamente. Las comunicaciones utilizan dos líneas y el control utiliza otra para permitir la inicialización del subsistema de la MCB por parte de la DPU. Estas líneas son la de

recepción (entrada), RXD, la de transmisión (salida), TXD, y, por último, la de inicialización del sistema (entrada) denominada *SYS_Reset* (de acuerdo con los requerimientos **B-8** y **B-16**). Hay un conjunto para el sistema principal y otro independiente para el redundante.

5.1.2 Los circuitos de inicio al encendido y de reloj del sistema.

El sistema de inicio al encendido (POR), está diseñado de manera análoga al de GIADA, y también tuvo que ser cambiado debido a la alerta cuando sucedió el fallo en el satélite *Wire*.

Lleva un oscilador integrado con una frecuencia de trabajo de 1.8432 MHz que nos permite un fácil manejo de los relojes para obtener la velocidad del interfaz serie de 115.2 kbits/s. Tiene dos circuitos independientes para el principal y el redundante.

5.1.3 El sistema de adquisición de los parámetros del HK.

Es un circuito encaminado a la lectura de los parámetros analógicos de las cámaras, la DPU y la propia tarjeta. Una lista de los parámetros analógicos medidos en la MCB se muestra en la Tabla 13 (ver requerimiento **B-6**).

Señal	Rango
Temperatura Rueda de filtros 1 NAC	-130 °C a +130°C
Temperatura Rueda de filtros 2 NAC	-130 °C a +130°C
Temperatura Motor de la cubierta NAC	-130 °C a +130°C
Temperatura I/F de la cubierta NAC (M)	-130 °C a +130°C
Temperatura M2 NAC	-130 °C a +130°C
Voltaje de la tierra analógica (M)	-5 V a +5V
Temperatura I/F de la NAC (R)	-130 °C a +130°C
Temperatura I/F de la cubierta NAC (R)	-130 °C a +130°C
Temperatura I/F de la NAC (M)	-130 °C a +130°C
Temperatura M1/M3 NAC	-130 °C a +130°C
Voltaje de la tierra analógica (M)	-5 V a +5V

Señal	Rango
Temperatura DSP Main	-130 °C a +130°C
Temperatura DSP Redundant	-130 °C a +130°C
Temperatura 1 MCB	-130 °C a +130°C
Temperatura 2 MCB	-130 °C a +130°C
Voltaje de la tierra analógica (M)	-5 V a +5V
Voltaje de la tierra analógica (R)	-5 V a +5V
Temperatura 1 de la WAC (M)	-130 °C a +130°C
Temperatura 1 de la WAC (R)	-130 °C a +130°C
Voltaje de referencia de -10V NAC	-5 V a +5V
Temperatura 2 de la WAC (M)	-130 °C a +130°C
Temperatura 3 de la WAC	-130 °C a +130°C
Temperatura 2 de la WAC (R)	-130 °C a +130°C
Temperatura 4 de la WAC	-130 °C a +130°C
Voltaje de referencia de -10V WAC	-5 V a +5V
Temperatura Rueda de filtros 1 WAC	-130 °C a +130°C
Temperatura Rueda de filtros 2 WAC	-130 °C a +130°C
Temperatura Motor de la cubierta WAC	-130 °C a +130°C
Voltaje de la tierra analógica (R)	-5 V a +5V
Temperatura CCD NAC	-130 °C a +130°C
Temperatura CCD WAC	-130 °C a +130°C
Voltaje de la tierra analógica (R)	-5 V a +5V

Tabla 13. Parámetros de HK de MCB.

Para la lectura y digitalización de estos parámetros se han utilizado los multiplexores HS-1840, análogos a los de GIADA. Las líneas de entrada se bifurcan, sin necesidad de ningún tipo de circuitería complementaria, a los multiplexores principales y redundantes sin que se vean afectadas, ya que los HS-1840 presentan una impedancia de entrada superior a los 500 M Ω cuando el dispositivo se encuentra apagado. A la salida del multiplexor se ha introducido un dispositivo de muestreo para retener la señal utilizando un dispositivo del tipo amplificador de muestreo y retención SMP-11 de baja caída en voltaje (120 μ V/s) y respuesta rápida, que sigue a la señal y la mantiene al nivel alcanzado cuando la línea de *hold* se pone en alta. Esto ocurre cuando empieza la conversión. Durante el tiempo que dura la conversión (40 μ s) la señal se mantiene prácticamente constante.

El circuito de conversión utilizado ha sido el AD571S cualificado para espacio. Es un convertidor A/D del tipo aproximaciones sucesivas de 10 bits del, trabajando en

modo bipolar (± 5 V). Es un dispositivo que incluye la referencia y los generadores de la relojería, por lo que no necesita prácticamente ningún componente externo. Está controlado directamente por una de las FPGAs que es la que inicia la conversión activando las líneas de control del convertidor.

5.1.4 El circuito de alimentaciones de los sensores de temperatura.

La MCB está encargada de la lectura de 25 sensores de temperatura del tipo AD590, que suministran una corriente proporcional a la temperatura a la que se encuentran, típicamente del orden de $1 \mu\text{A/K}$, con un *offset* de cero. Con objeto de hacer que los sensores sean más inmunes al ruido y evitar su sobrecalentamiento, se alimentan de manera secuencial en grupos de tres, como máximo. El circuito típico que se usa para estos dispositivos consiste en una resistencia de precisión entre la salida y un nivel referenciado de voltaje, de manera que la tensión que hay en la salida del sensor es proporcional a la temperatura. En OSIRIS, el rango elegido está entre -130 °C y $+130$ °C, que tiene una entrada equivalente al convertidor de ± 5 V.

El sistema utilizado para alimentar a los AD590 está basado en la utilización del HS508, que es un multiplexor analógico de 8 canales, trabajando en modo de conmutador analógico, de manera que la tensión que tiene en el pin de salida es la misma que la que presenta en el pin de la entrada seleccionada, proporcionando la alimentación a los dispositivos a los que esté unida dicha entrada. Se han utilizado dos de estos multiplexores, sin que existan redundancias para ellos, por los que ha habido que cruzar alimentaciones principales y redundantes, así como sus líneas de selección.

5.1.5 La tarjeta de potencia (*driver*).

Esta tarjeta está conectada a la rama principal mediante dos circuitos flexibles que hacen las veces de conectores y cables pero con un peso y tamaño considerablemente menores (según los requerimientos **B-2** y **B-5**). Las funciones principales de esta tarjeta son la de aislar eléctricamente las señales lógicas de las de potencia y la de proporcionar la potencia necesaria a las bobinas de los motores.

El circuito utilizado para cada fase es el que se muestra en la Figura 54.

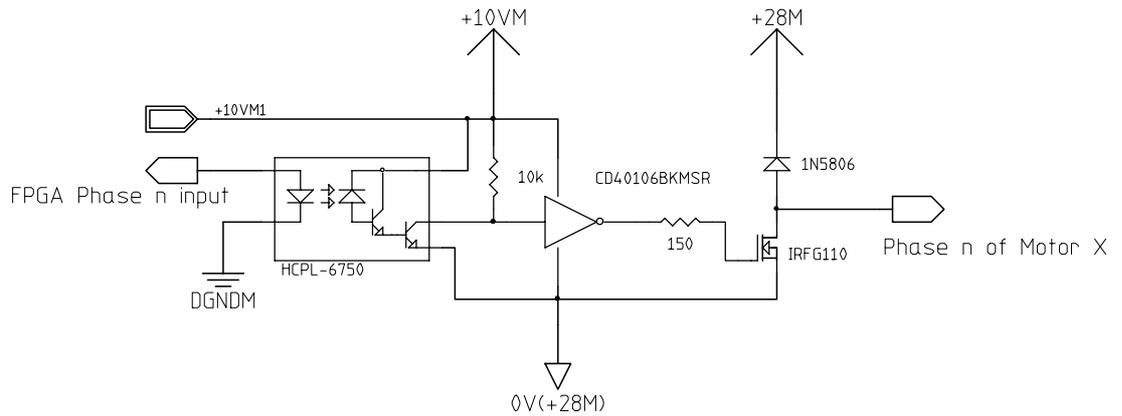


Figura 54. Circuito de aislamiento y potencia para una fase de un motor (bobina principal).

Los motores que lleva OSIRIS no son redundantes, aunque sí se han escogido unos que tienen duplicados sus bobinados. Se tienen en total 48 circuitos como el mostrado.

Los especiales cuidados que hay que tener con la puesta a tierra de los circuitos en el espacio se hacen más evidentes en esta tarjeta. Por requerimientos del instrumento, la alimentación de las bobinas se hace con la tensión del primario (+28 V). La necesidad de evitar bucles de tierra y, fundamentalmente, la de rechazar las denominadas señales en modo común ha orientado el diseño hacia la utilización de optoacopladores. El llamado ruido en modo común es frecuente que se presente en los dispositivos de potencia donde hay que realizar continuas conmutaciones. Las señales de modo común se pueden producir por muchas causas y pueden ser intrínsecas al propio sistema o generadas exteriormente. Existen diferentes soluciones, desde el cuidado en el diseño del circuito impreso, hasta la utilización de transformadores, pero posiblemente la idónea para este caso es la utilización de dispositivos optoelectrónicos.

El parámetro que determina la idoneidad o no de estos dispositivos es el denominado rechazo del modo común (CMR), que determina cuánto es de inmune un dispositivo al ruido en modo común. Otro parámetro importante cuando se trata de señales de conmutación es el rechazo al transitorio de modo común (CMTR) que es definido como la máxima pendiente tolerable de una subida de una señal de modo común. Se mide en $V/\mu s$. Las interferencias del modo común que excedan de estos valores producirán espurios no deseados en el sistema (Agilent Technologies, 1999 y 2002).

Los optoacopladores escogidos son de Agilent de la serie HCPL-675X, que presentan unos parámetros respecto al modo común muy buenos debido a que existe un muy buen aislamiento eléctrico entre el diodo emisor y el fototransistor y un excelente acoplo óptico, aparte de estar cualificados para el diseño espacial.

El circuito de potencia utilizado para alimentar las bobinas es un dispositivo MOSFET de potencia construido con tecnología HEXFET de *International Rectifier*. En concreto es el IRFG110. Es un cuádruple transistor capaz de proporcionar una corriente de hasta 1 A, y con velocidades de conmutación entre 25 y 40 ns.

En la Figura 55 se muestra una fotografía de las dos tarjetas de la MCB. La tarjeta de potencia está desplegada para que se pueda observar mejor su composición. Cuando se monta el sistema, esta tarjeta es paralela a la de control. Esta foto corresponde al modelo de vuelo de la misma.

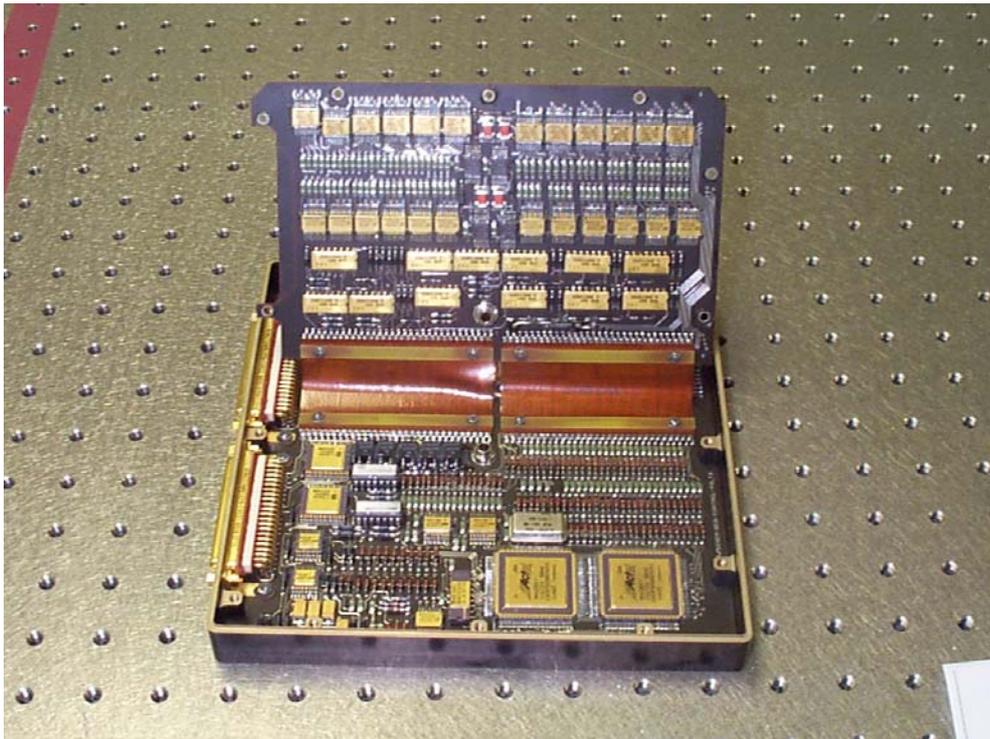


Figura 55. El sistema de tarjetas de la MCB.

5.2 La FPGA de control de comunicaciones.

Las principales funciones de este dispositivo son:

- Controlar las comunicaciones en serie con la DPU de OSIRIS, incluyendo el manejo de errores en la transmisión/recepción.
- Decodificar los comandos recibidos y generar la respuesta correspondiente.
- Transmitir a la FPGA controladora de los motores paso a paso los parámetros de los motores.
- Adquisición de los diferentes HK.
- Generación de señales de borrado y reloj para el sistema.

Básicamente está compuesta por cuatro módulos funcionales: Comunicaciones, Decodificador de comandos, Adquisición de parámetros de HK y Circuitos de *reset*.

5.2.1 El módulo de Comunicaciones.

Las comunicaciones entre la DPU de OSIRIS y la MCB se realiza mediante una interfaz tipo serie, asíncrono (en cumplimiento del requerimiento **B-9**). Sus especificaciones vienen detalladas a continuación:

- Protocolo *XON/XOFF*.
- *Half duplex*.
- 115.2 kbits/s ($\pm 2\%$) (ver requerimiento **B-10**).
- 8 bit de palabra, 1 bit de comienzo, 1 bit de parada y 1 bit de paridad (par) (ver requerimiento **B-11**).
- Formato *Big-Endian* para los *bytes* y *Little-Endian* para los bits (según requerimientos **B-12** y **B-13**).

La Figura 56 muestra el diagrama de bloques de este módulo.

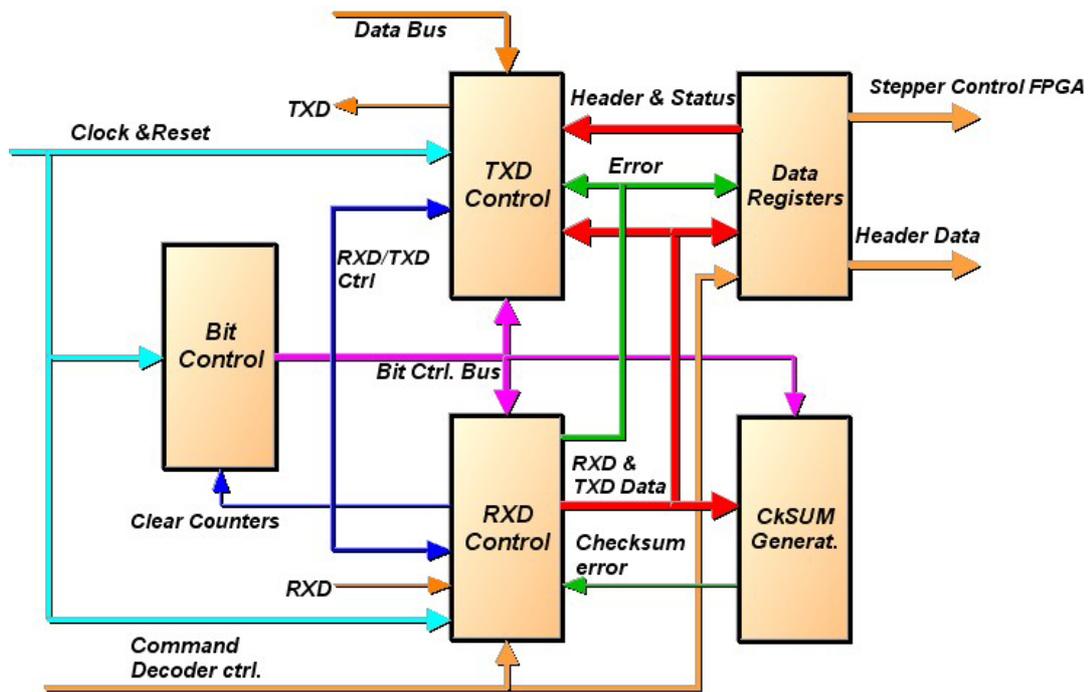


Figura 56. Diagrama de bloques del módulo de comunicaciones

El Bit Control es un circuito que proporciona un conjunto de señales referentes a la posición del bit recibido, así como, dentro de un bit, los puntos de muestreo del mismo. Como la frecuencia del oscilador se ha seleccionado para que sea 16 veces la velocidad de transmisión y recepción, tendremos 16 ciclos de reloj en un periodo correspondiente a la velocidad del interfaz. Esto se hace para permitir un muestreo en el centro del bit del dato que se está recibiendo. De manera que se generan señales correspondientes al ciclo séptimo, octavo, noveno y decimoquinto. Por otro lado, se generan las señales correspondientes a los bits de comienzo, final, paridad y de datos. Estas señales son las que controlarán la secuencia del interfaz serie. Cuando se detecta una pendiente de bajada en la línea de recepción (bit de comienzo), deja de actuar el borrado sobre este circuito y se generan las señales anteriormente descritas. El diagrama de forma de onda de la Figura 57 muestra la forma de actuación de las principales señales de este circuito.

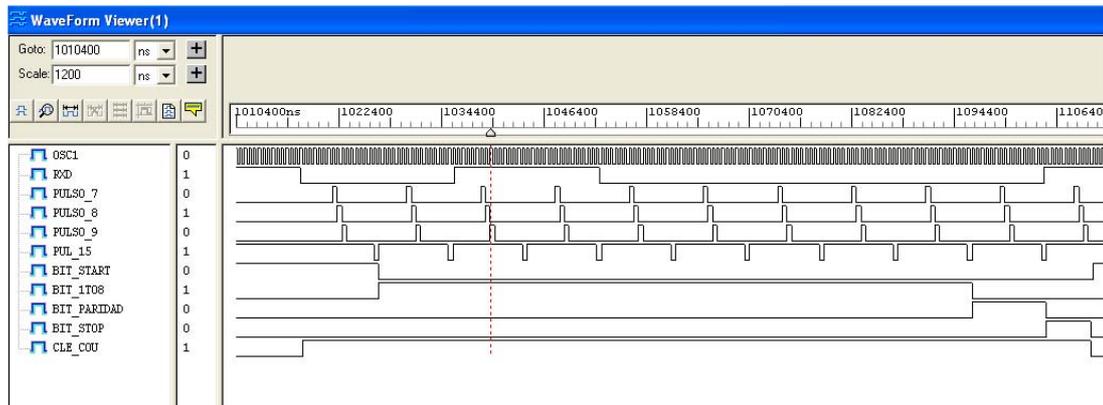


Figura 57. Señales de control generadas en el Bit Control.

El controlador de la recepción tiene como función principal la de detectar un dato en el interfaz serie, y escribirlo en el registro correspondiente. Sus componentes se muestran en la Figura 58.

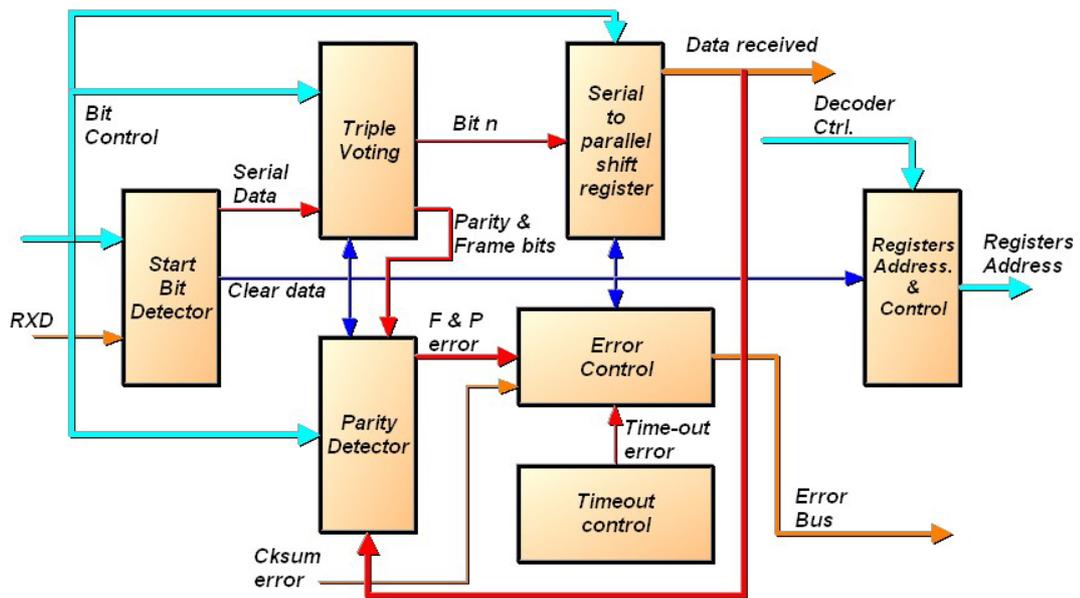


Figura 58. Receptor de datos de la FPGA de control de comunicaciones.

El detector del bit de comienzo contiene un filtrado digital que impide que un espurio en la línea de recepción se tome como bit de comienzo, de manera que rechaza cualquier pulso cuya duración sea inferior a la mitad de la anchura de un bit, esto es, 4.3 μ s. Una vez que este bit es correctamente detectado, se pone todo el circuito de recepción en funcionamiento. El estado de cada bit se obtiene en el centro del mismo después de que se muestreen las posiciones séptima, octava y novena de

los dieciséis pulsos de reloj principal que tiene de anchura cada bit. El estado en estas tres posiciones es introducido en un votador triple que proporciona por mayoría el estado del bit. Cada bit muestreado pasa a un registro que convierte una entrada serie en una paralela, dando como resultado el dato binario de 8 bits recogido.

Existe un circuito que detecta la paridad del dato recibido, y la compara con el bit correspondiente de la palabra de llegada. También se detecta si hay error en el bit de parada.

Una vez que se ha iniciado el proceso de recepción, si el comando resulta ser incompleto, se genera un error de fuera de tiempo. Esto ocurre cuando el comando completo no se recibe dentro de 1 ms. También se detecta el que un comando tenga una palabra de chequeo de suma no correcta. Cuando hay algún tipo de error se genera una señal específica que impide que se programe cualquier tipo de parámetro en los controladores de los motores. Se inicia un proceso de transmisión del estado del sistema en el que se incluye el tipo de error producido.

El circuito de generación de direccionamientos de los diferentes registros de recepción tiene como fin el controlar el acceso de la palabra recibida a los mismos, dependiendo del encabezamiento del comando que es el que indica el número de datos que están asociados con el mismo.

Una vez que el dato es recibido y dependiendo de la función que se tenga que ejecutar, se genera la respuesta apropiada para que sea transmitida. El transmisor es el encargado de generar la secuencia de datos correcta en respuesta a cada comando. El inicio de la respuesta depende del propio comando e incluso de la recepción del mismo. Cuando el comando es correcto, el inicio de la respuesta depende del final del movimiento de los motores, y si es un comando de adquisición se responde de manera inmediata, al igual que una respuesta a un error de recepción. La Figura 59 muestra el diagrama de bloques del transmisor.

El dato a ser transmitido puede ser de cuatro tipos: el encabezamiento, la palabra de estado, los parámetros (si es que los hubiera) y, por último, la palabra de chequeo. El tipo es seleccionado por un circuito de control de transmisión, que dependiendo de la longitud de la respuesta, irá seleccionando la salida del multiplexor de cuatro canales. La palabra de salida estará formada por dicho dato, al que se unirá el bit de comienzo, el de paridad resultante y el de parada. Toda esta palabra llega a un registro de desplazamiento de paralelo a serie, cuya salida constituye la línea de transmisión de la MCB.

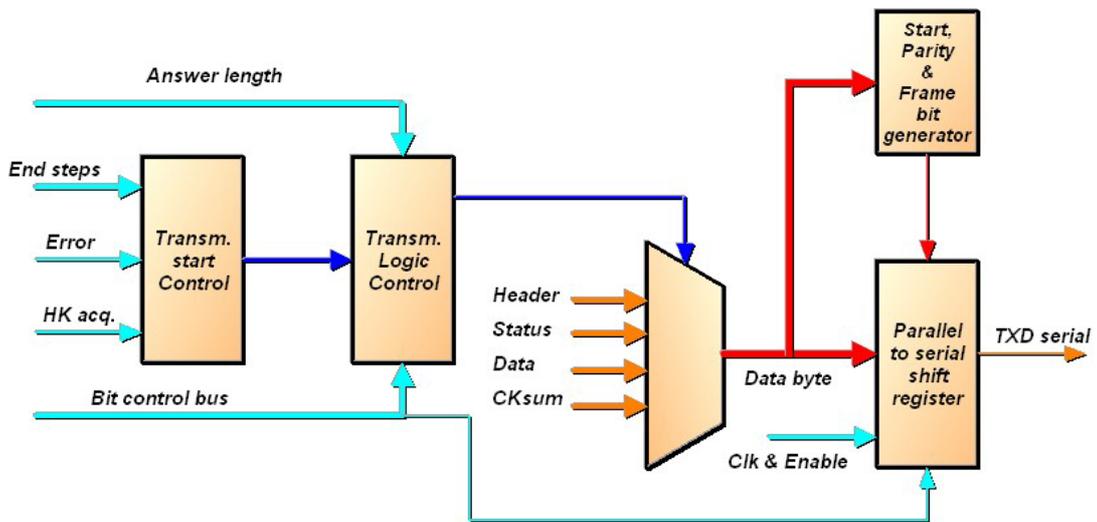


Figura 59. Diagrama de bloques del transmisor.

El circuito de chequeo de la suma es compartido tanto por el receptor como por el transmisor. En el modo de recepción cada dato que llega es sumado y acumulado al anterior. Cuando el dato corresponde a la última palabra que se tiene que recibir, se complementa a dos y se suma a lo acumulado. Si la recepción ha sido correcta el resultado de esta suma debe ser cero. En caso contrario, se genera una señal de error de chequeo y se transmite la respuesta de error correspondiente.

Para el transmisor, se van sumando las sucesivas palabras que se transmiten hasta llegar a la de chequeo, que es el resultado de las anteriores acumulaciones. El chequeo de suma contiene los 8 bits menos significativos de la suma total. En principio se diseñó otro tipo de chequeo, basado en los denominados CRC (*cyclic redundancy check*), pero el volumen de datos a transferirse entre la tarjeta MCB y la de DPU desaconsejó el uso de dichos dispositivos. Los bloques funcionales se muestran en la Figura 60.

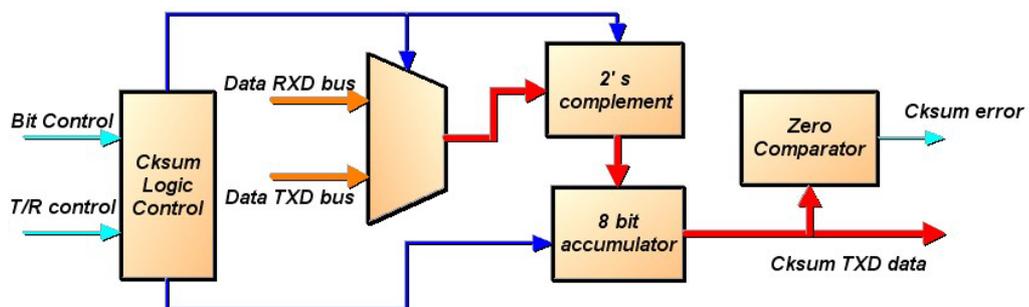


Figura 60. El circuito de chequeo de suma.

Los registros que contiene la FPGA sirven para almacenar los diferentes datos que contiene un comando: cabecera, dato(s) y palabra de chequeo. Como pueden llegar comandos con hasta cuatro palabras de parámetros asociados existen cuatro registros para su almacenamiento, cuyas salidas se multiplexan hacia las líneas de entrada de la otra FPGA. El encabezamiento sirve no sólo para su interpretación sino que se utiliza en la respuesta de manera que ésta comienza por el mismo dato que se ha recibido, a la manera de eco.

Al responder a cualquier comando se tiene que generar una palabra de estado que se envía en segundo lugar, y que contiene la siguiente información: error de comando ilegal, error en bloque de transmisión (*Frame error*), error en paridad, error en chequeo de la suma y indicador de comando fuera de tiempo. Si la recepción resulta ser correcta, el valor de este registro es puesto a cero.

5.2.2 El decodificador de comandos.

Los comandos recibidos por la MCB tienen que ser decodificados e interpretados en este circuito. Existen tres tipos de comandos: los que afectan a los controladores de los motores (grupo 0), los que afectan a los propios motores (grupo 1 y 3) y los comandos relativos a la adquisición de los parámetros de *Housekeeping* (grupo 2). La cabecera de cada grupo de datos es la que proporciona esta información. El resto de palabras enviadas, son los parámetros correspondientes a ese comando y la palabra de chequeo (Büttner y OSIRIS Team, 1999).

Los comandos del grupo 0 sirven para modificar o leer los parámetros característicos de cada uno de los dos controladores de motores que contiene la otra FPGA de la tarjeta, la *CTRL_Step*. Estos parámetros son:

- Velocidad mínima
- Velocidad máxima
- Rampa de aceleración
- Rampa de deceleración
- Modo de paso cero (en normal o bajo consumo). Sirve para un precalentamiento de los motores.

Este comando genera una respuesta inmediata, y puede contener o no parámetros de respuesta dependiendo si el comando es de lectura o de escritura..

Los comandos del grupo 3 son los que se refieren a los movimientos de un solo motor. Se pueden referir a la escritura del número de pasos o la escritura de las fases para el alineado de los motores. En este grupo de comandos se especifica el motor a mover, el controlador asociado (A o B), el sentido del movimiento, o si es una escritura de fases. En cuanto a los parámetros pueden variar desde una palabra para las fases y los motores de las ruedas de filtros, o dos palabras si se trata de los motores de las cubiertas de las cámaras que necesitan mayor rango de número de pasos. La respuesta a la ejecución de este comando, al llevar implícita un movimiento, precisa de un final de ejecución por parte de los controladores de los motores de la otra FPGA. Una vez recibido el fin de ejecución, se genera la respuesta y se envía. Ésta contiene sólo la lectura de las fases de los motores si el comando ha sido una escritura de fases o, si ha sido una ejecución de movimiento, contiene la lectura de los codificadores de posición del motor correspondiente, seguido de una lectura de las fases finales del mismo.

El grupo 1 es el que se refiere a un movimiento simultáneo de dos motores. Contiene la información correspondiente a la pareja de motores que va actuar, existiendo todo un conjunto de combinaciones entre las ruedas de filtros y uno correspondiente a las dos cubiertas. Se selecciona el sentido para cada uno de los motores. Puede llevar dos o cuatro palabras asociadas dependiendo de si son motores de ruedas de filtros o de cubiertas. Al igual que en los comandos del grupo 3, los del grupo 1 se responden al final de la ejecución del movimiento de ambos motores. La respuesta contiene cuatro parámetros que corresponden a las lecturas de los codificadores de posición y las fases de cada uno de los motores.

Por último, el grupo 2 es el que se refiere a comandos para la adquisición de los parámetros del sistema. El comando no lleva asociado ningún parámetro, y su respuesta es inmediata tras la recepción de la palabra de chequeo. La respuesta depende del tipo de parámetros que quieran ser adquiridos. Puede ser de tres tipos: una adquisición completa de parámetros y dos parciales.

La adquisición completa efectúa la lectura de los 32 canales analógicos, lo que supone una respuesta de 64 palabras, además de los codificadores de posición de los seis motores, seguidos por los cuatro registros de cada controlador y terminando con la lectura de las fases de los seis motores.

Una de las parciales adquiere los 32 canales analógicos y los decodificadores de posición, y la otra, se refiere a los registros de los controladores y las fases de los motores.

Todos estos comandos son interpretados en el decodificador de comandos, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 61.

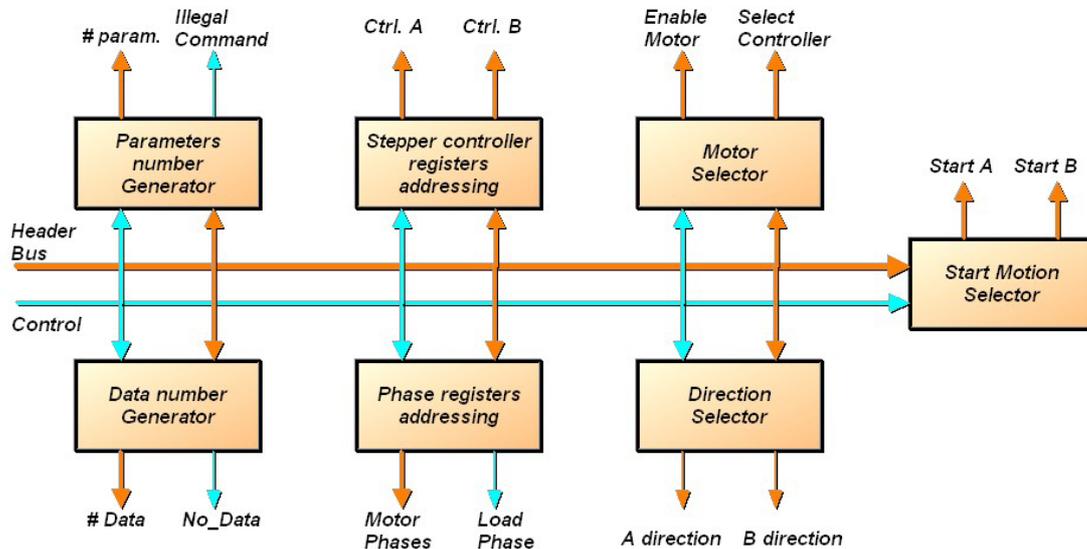


Figura 61. El circuito decodificador de comandos.

El generador de número de parámetros proporciona el número de palabras que contienen parámetros, y también interpreta si es un comando con una sintaxis ilegal. Existe también el generador de número de parámetros a transmitir en la respuesta, que permite la precarga de un contador decreciente. Éste es el circuito denominado como generador de número de datos.

Los direccionamientos de registros de los dos controladores proporcionan a la otra FPGA la línea de selección de uno de sus registros, bien del controlador A o del B.

Los circuitos de direccionamiento de fases, control de dirección, selección de motor y comienzo de movimiento se refieren siempre a uno o dos de los seis motores del instrumento, proporcionando la información sobre el movimiento y escribiendo las fases que deben activarse o el controlador con el que se asocia el movimiento de cada motor.

5.2.3 La adquisición de parámetros de *Housekeeping*.

Este módulo tiene como funciones principales las siguientes:

- Control del convertidor A/D y del circuito muestreador.
- Seleccionar el canal de entrada al convertidor A/D.

- Seleccionar las alimentaciones de los detectores de temperatura.
- Adquirir los parámetros de registros de los controladores de motores A y B, y los registros de las fases de los seis motores.
- Adquirir la posición de los mecanismos relativos a cada motor.

La Figura 62 muestra un diagrama de bloques de este circuito.

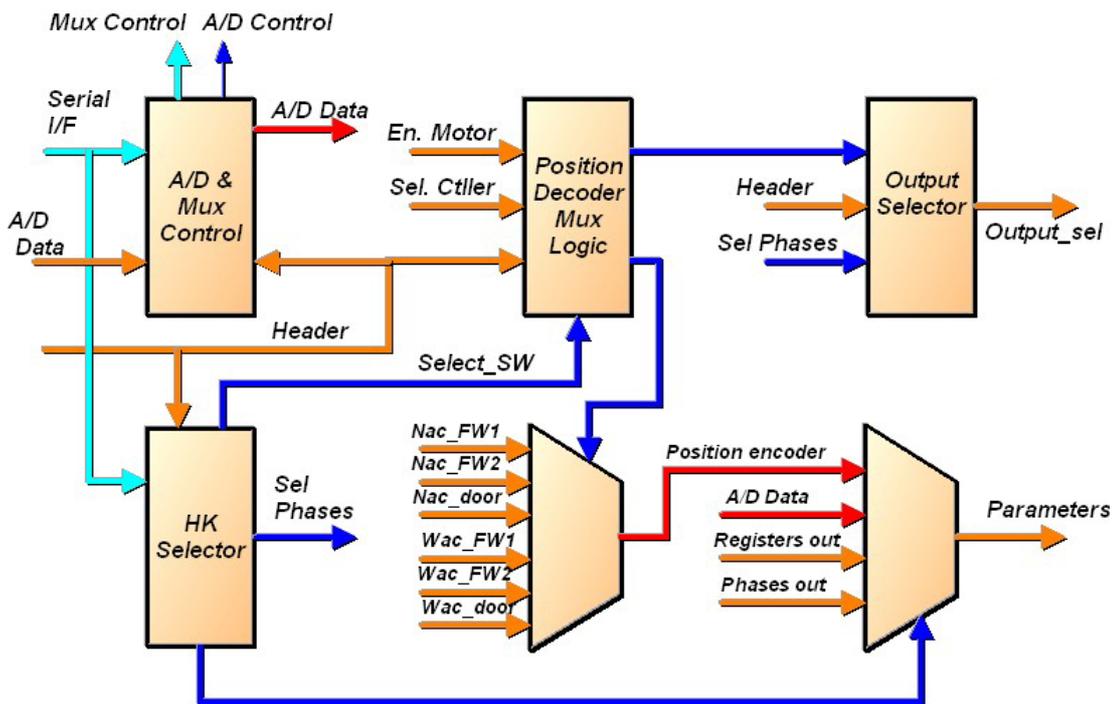


Figura 62. Diagrama de bloques del circuito de adquisición de parámetros.

El control sobre la adquisición de los parámetros analógicos se realiza sobre el convertidor al que se transmite la señal de comienzo de conversión, sobre los multiplexores de entrada, seleccionando de manera secuencial la entrada y sobre los conmutadores que proporcionan en cada caso la alimentación de los sensores. Como la salida del convertidor tiene 10 bits, el dato de salida tiene que ser enviado en dos palabras. La línea de control procedente del convertidor A/D que indica el final de conversión no se ha utilizado, ya que cuando se inicia la conversión, al principio de envío del dato anterior, hay un margen de tiempo considerable para que el conversor la haya efectuado. Antes de ser enviada, es guardada en un registro, posibilitando el inicio de la nueva conversión sin pérdida de información. Su diseño lógico se basa fundamentalmente en el uso de diferentes tipos de contadores que se encadenan.

El seleccionador de los diferentes parámetros del HK, se encarga, dependiendo de los parámetros a enviar, de generar las señales de control de los multiplexores lógicos dentro de la FPGA. De esta manera se generan las señales de selección del multiplexor principal, de los codificadores de posición de los mecanismos y de los registros de las fases, ya que la salida de estos es independiente de la de los registros de los controladores de los motores. El seleccionador de las salidas permite controlar el registro al que se accede para leer el parámetro en él contenido.

5.2.4 Los relojes y las líneas de borrado.

Al igual que en la FPGA de la tarjeta PS/CPU de GIADA, esta FPGA es la encargada de generar las señales de reloj para todo el sistema a partir de un oscilador de 1.8432 MHz.

A diferencia de GIADA, en la MCB existe tanto la posibilidad de borrado debido a un encendido, POR (*Power-On Reset*), como por parte de la DPU, mediante una línea dedicada. La línea de POR está generada por un circuito RC que proporciona la constante de tiempo de encendido del sistema para permitir que la circuitería comience a funcionar cuando el nivel de las líneas de alimentación hayan llegado al nivel adecuado. En este caso este tiempo se ha estimado del orden de 50 ms.

La inicialización por parte de la DPU ha necesitado la inclusión de un circuito que impida que un pulso espurio pueda activar estos circuitos. Esto se ha realizado con la inclusión de un filtro digital que elimina cualquier pulso de duración menor de 2.4 μ s. También se ha eliminado la posibilidad de que un mal funcionamiento de la línea balanceada produzca un estado de inicialización permanente en caso de rotura, por ejemplo, de alguno de los circuitos de *driver*. Transcurridos 8.7 μ s desde la detección de un flanco de bajada en la línea de *Sys_Reset*, el sistema evoluciona hacia un estado normal de funcionamiento.

5.3 La FPGA de control de los motores.

Las funciones de este dispositivo son las siguientes:

- Generar las cuatro fases de cada bobinado (dos por motor).
- Generar las rampas de aceleración y deceleración de los movimientos de los motores (ver requerimiento **B-18**).
- Activar las bobinas para el modo de cero pasos (ver requerimiento **B-24**).
- Alinear las fases y generar el modo de un paso (según requerimiento **B-26**).
- Compensar la asimetría de las pendientes en los optoacopladores.
- Mantener activas las bobinas en el último paso durante 115 ms (ver requerimiento **B-25**).
- Proporcionar a la FPGA de comunicaciones las fases de los motores.
- Permitir la lectura de los registros de los controladores.
- Inicializar los registros a valores predeterminados.

La Figura 63 muestra un diagrama de bloques de esta FPGA.

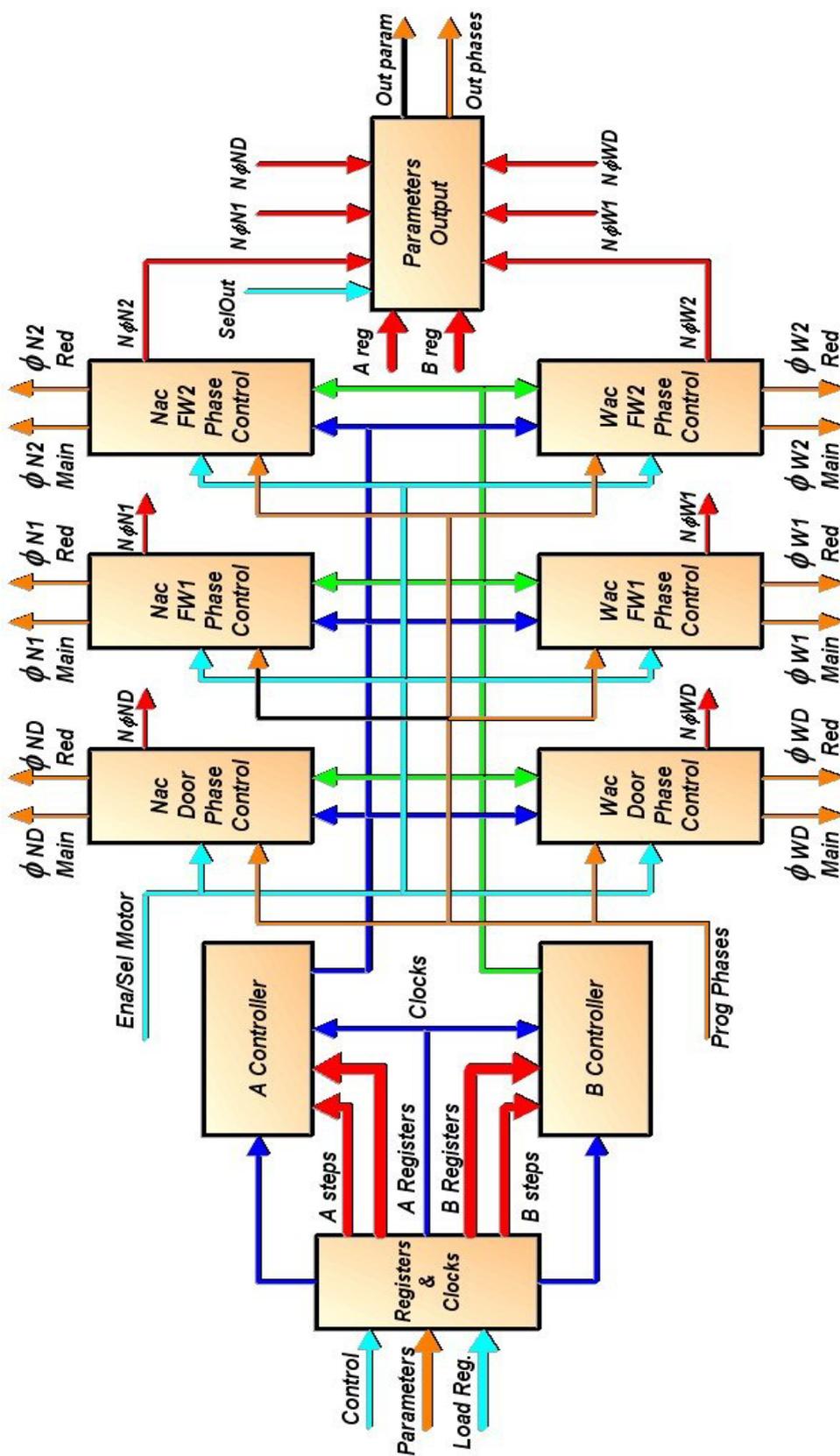


Figura 63. Diagrama de bloques de la FPGA de control de motores.

5.3.1 Los registros y generador de relojes.

Este circuito es el encargado de almacenar los parámetros correspondientes de cada controlador: velocidades mínima y máxima, aceleraciones y deceleraciones. Son registros de 7 bits. También contiene dos registros correspondientes al número de pasos a efectuar por cada controlador, con 10 bits de tamaño.

Genera, a partir del reloj principal, cuatro relojes secundarios que se necesitan para los controladores, con frecuencias que van desde los 14 kHz hasta 1.8 kHz.

5.3.2 Los controladores de los motores.

Como ya se ha dicho, son dos, que se denominan controlador A y controlador B. Pueden actuar sobre cualquiera de los seis motores, y pueden trabajar de manera simultánea o de manera individual. Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 64.

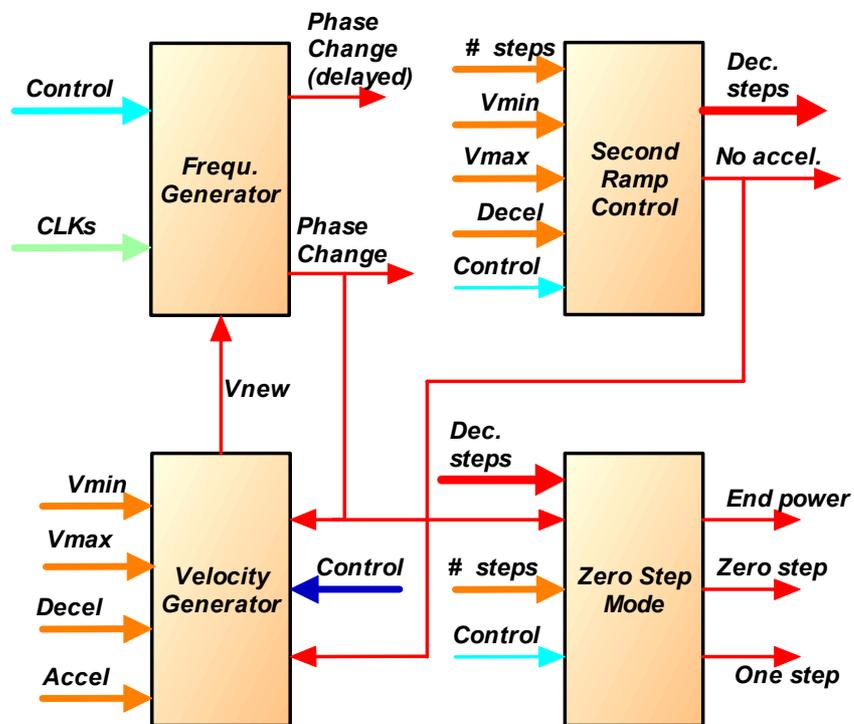


Figura 64. Diagrama de bloques del controlador de motores.

Está formado por cuatro grandes bloques: el generador de tiempo que marca el cambio de paso, el bloque que calcula los pasos necesarios para decelerar desde la velocidad máxima, el bloque que calcula en cada paso la velocidad del mismo, y por último, el circuito que activa el último paso, o los modos especiales de cero pasos o un paso. Con este circuito se cumple perfectamente los requerimientos de velocidad (ver requerimiento **B-23**) impuestos al sistema, ya que el rango que se cubre está comprendido entre los 20.9 pasos/s y los 147.8 pasos/s.

El generador de tiempo tiene como misión medir la anchura de cada paso en función de la velocidad. La anchura de estos pulsos se controla mediante la selección de diferentes relojes en función de la velocidad que lleve y con una precarga de un contador con unos valores fijos. Con este algoritmo se consigue hacer que la rampa de la velocidad se componga de una serie de hipérbolas (hasta cuatro), que dan una buena aproximación lineal a la rampa de velocidad. En un motor paso a paso, es necesaria la generación de estas rampas, ya que, en caso contrario se perderían pasos y por tanto no se tendría control sobre las posiciones a las que se desea ir. Un ejemplo de rampa ascendente se muestra en la Figura 65.

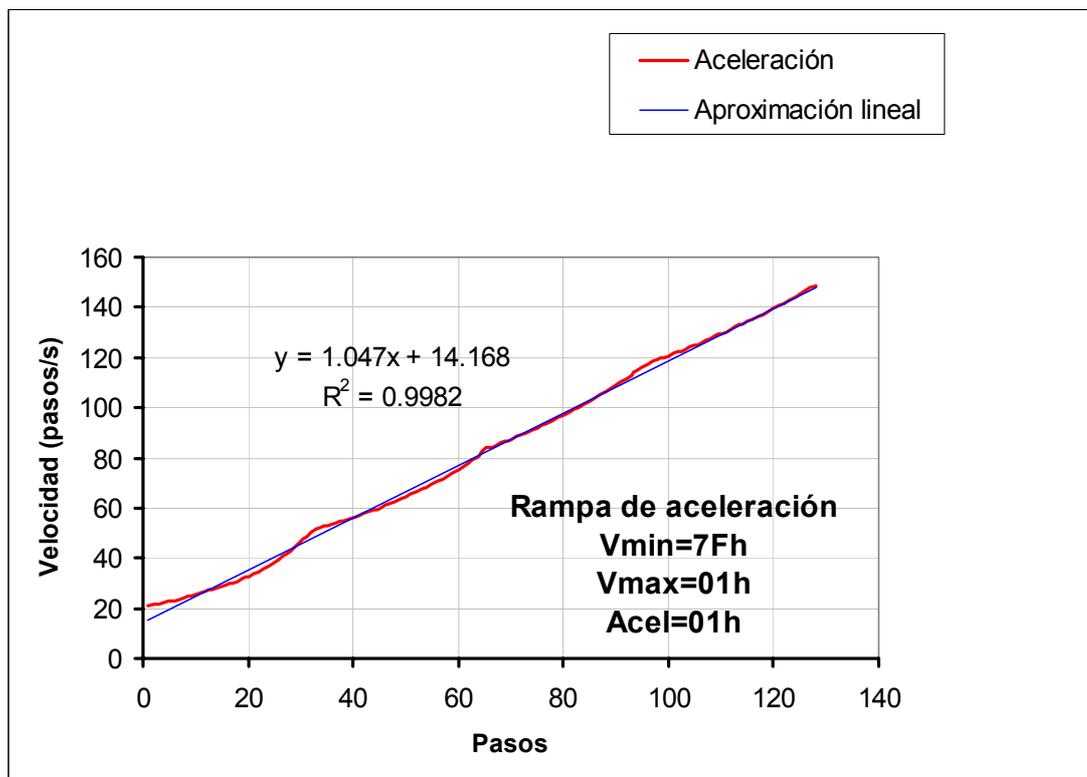


Figura 65. Representación de la rampa de aceleración.

La rampa de deceleración se genera de manera análoga, aunque puede tener parámetros diferentes que la de aceleración. Éste fue un requerimiento no muy habitual de parte del equipo de OSIRIS hacia este controlador. El cambio de velocidad se efectúa en cada paso de los que da el motor.

Este circuito no sólo debe generar la anchura del pulso, sino también un pulso retrasado 54 μ s que compensa la asimetría de los optoacopladores, que presentan más retardo para las pendientes de bajada que para las de subida. De manera que antes de generarse una pendiente de subida, el sistema espera el tiempo anteriormente citado. El diagrama de bloques para este circuito se muestra en la Figura 66.

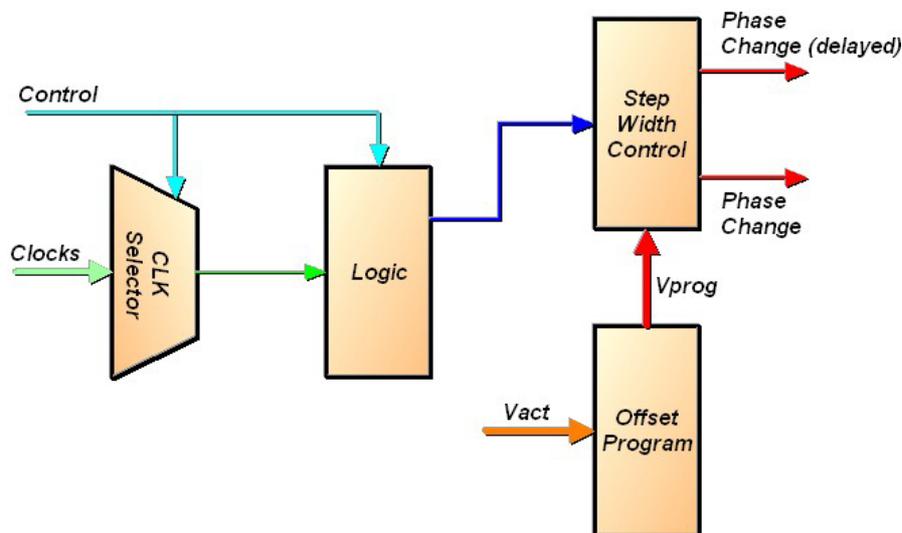


Figura 66. Generador de pulsos del controlador de motores.

El cálculo de la velocidad se hace en un circuito que suma o resta a la velocidad que lleva la cifra correspondiente a la aceleración o deceleración. En caso de que la velocidad sea menor que la mínima, se selecciona ésta última. Lo mismo ocurre cuando lleva la máxima. En ese momento no se incrementa, permaneciendo en régimen de velocidad constante hasta que tenga que generar la rampa de deceleración. Este circuito se puede ver en el diagrama de bloques de la Figura 67.

El módulo de generación de la segunda rampa tiene como objeto el cálculo del número de pasos necesarios para generar la rampa de deceleración desde la V_{max} hasta V_{min} . En caso de que este cálculo diera como resultado que el número de pasos necesarios es mayor que el número de pasos total, el sistema se protege e inicia el movimiento a una velocidad constante igual a la velocidad mínima programada. Esto

puede suceder también en el caso de que se programe por error una velocidad máxima menor que la mínima. Este proceso se lleva a cabo antes de generarse el movimiento. El circuito se muestra en la Figura 68.

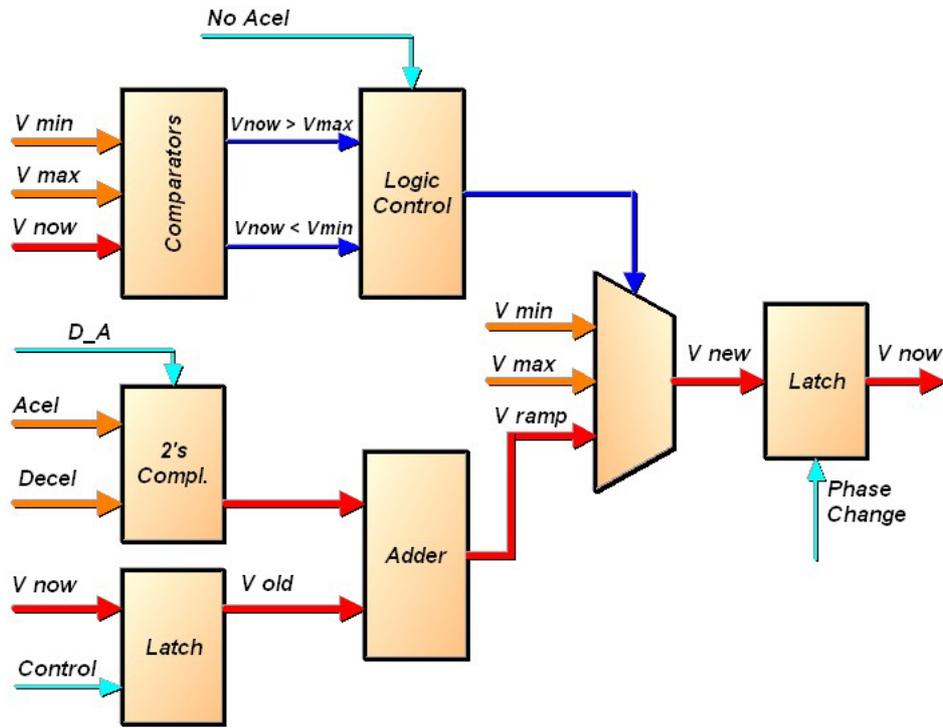


Figura 67. El circuito calculador de la velocidad.

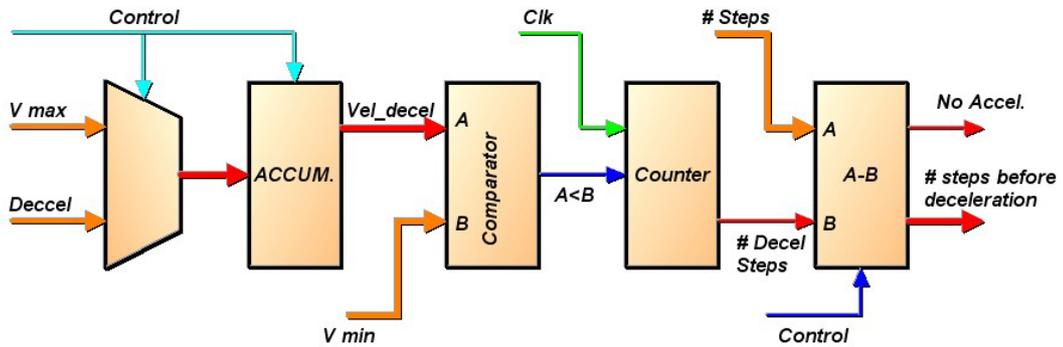


Figura 68. El módulo de cálculo de la segunda rampa.

A la velocidad máxima se le resta la deceleración un número n de veces hasta que la velocidad sea menor que la velocidad mínima. Este número n es el que se resta al número total de pasos, dando como resultado o un acarreo o el número de pasos a dar antes de la generación de la rampa de deceleración.

Debido a los requerimientos de las ruedas de filtros, las bobinas de los motores deben permanecer activas durante 115 ms después de que se genere el último paso, evitando la inercia de la rueda y para que se quede enclavada en su posición. Esto se realiza en el circuito de modo de cero pasos, que también es el encargado de activar las fases en dos movimientos especiales: el cero pasos y el de un paso. En el primero, se alimenta una o dos de las bobinas sin que se efectúe desplazamiento alguno durante 1 segundo. Este movimiento requiere de un parámetro extra en el comando que indique cuantas bobinas se energizan. El otro movimiento especial es el de un paso, en el que se dan dos pasos en realidad, uno para alinear y el otro para avanzar. Después del movimiento se mantienen energizadas las bobinas hasta el siguiente movimiento o modo paso cero (de acuerdo con el requerimiento **B-26**).

Por último está el circuito de control de las fases de cada uno de los seis motores que tiene que controlar esta tarjeta, cuyo objetivo es el de generar las fases en modo de *full step* a los motores de cuatro fases. Como tienen doble bobinado, el principal y el redundante, se producen simultáneamente la generación de las fases, dependiendo después del bobinado que esté alimentado. Incluso, si fuera necesario, podrían trabajar a la vez ambos bobinados. Las fases de los motores pueden ser leídas de manera que permitan un mejor entendimiento de problemas si los hubiera. La Figura 69 muestra las cuatro fases en un movimiento típico.

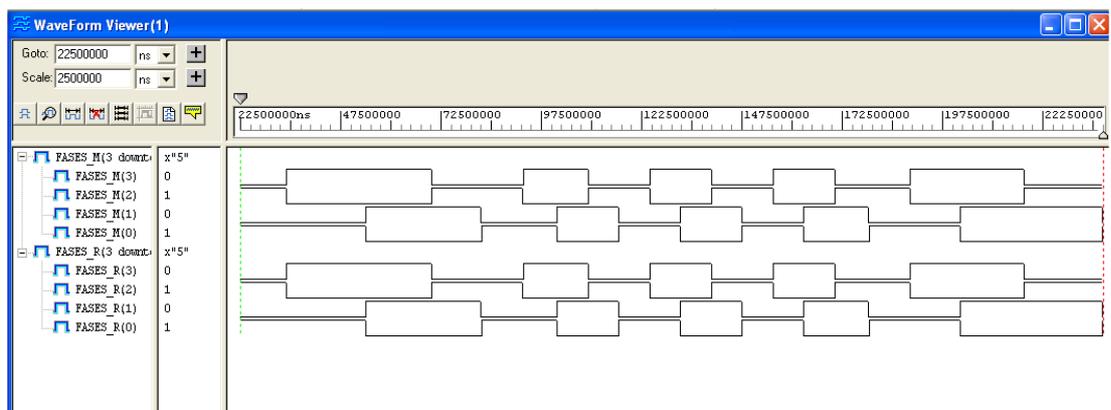


Figura 69. Fases en las bobinas del motor (principal y redundante).

6 Calibraciones y pruebas.

6.1 Introducción.

El objetivo principal de este capítulo no es tanto el de mostrar las calibraciones desde el punto de vista científico del instrumento GIADA, aunque éstas se reflejarán a lo largo del mismo, sino, el de hacer una comparación entre los datos obtenidos mediante osciloscopio y la lectura correspondiente de GIADA-2, que son, al fin y al cabo, las que el instrumento proporciona en realidad. Esta comparación es una de las metas de esta tesis.

Los datos correspondientes a los sensores GDS, IS y MBS han sido proporcionados por el equipo de GIADA y fueron realizados durante la primavera del año 2002 en una sala clase 1000 de Galileo Aviónica en Florencia (Italia).

Los datos correspondientes a los sensores de temperatura y voltaje, han sido proporcionados por el equipo de GIADA y se tomaron en los laboratorios del IAA en Granada.

6.2 Calibraciones de GDS.

Se han efectuado dos tipos de calibración:

- Relativa, mediante la introducción de un hilo metálico, con un diámetro de 13 μm que se ha introducido mediante un brazo robotizado, proporcionando un mapa completo del detector GDS.
- Absoluta, utilizando granos irregulares de diferentes composiciones químicas (silicatos, como andesita y nontronita, y carbón), diferentes tamaños conocidos (desde 50 a 500 μm) y con diferente velocidad (hasta 100 m/s) (Colangeli y col., a y b, 2002).

6.2.1 Calibración relativa de GDS.

El equipo de GIADA en Italia construyó un dispositivo basado en motores paso a paso para poder colocar de manera adecuada el hilo metálico dentro del instrumento. Sus tres ejes están controlados por un ordenador. La Figura 70 muestra el aspecto del conjunto empleado para esta calibración.

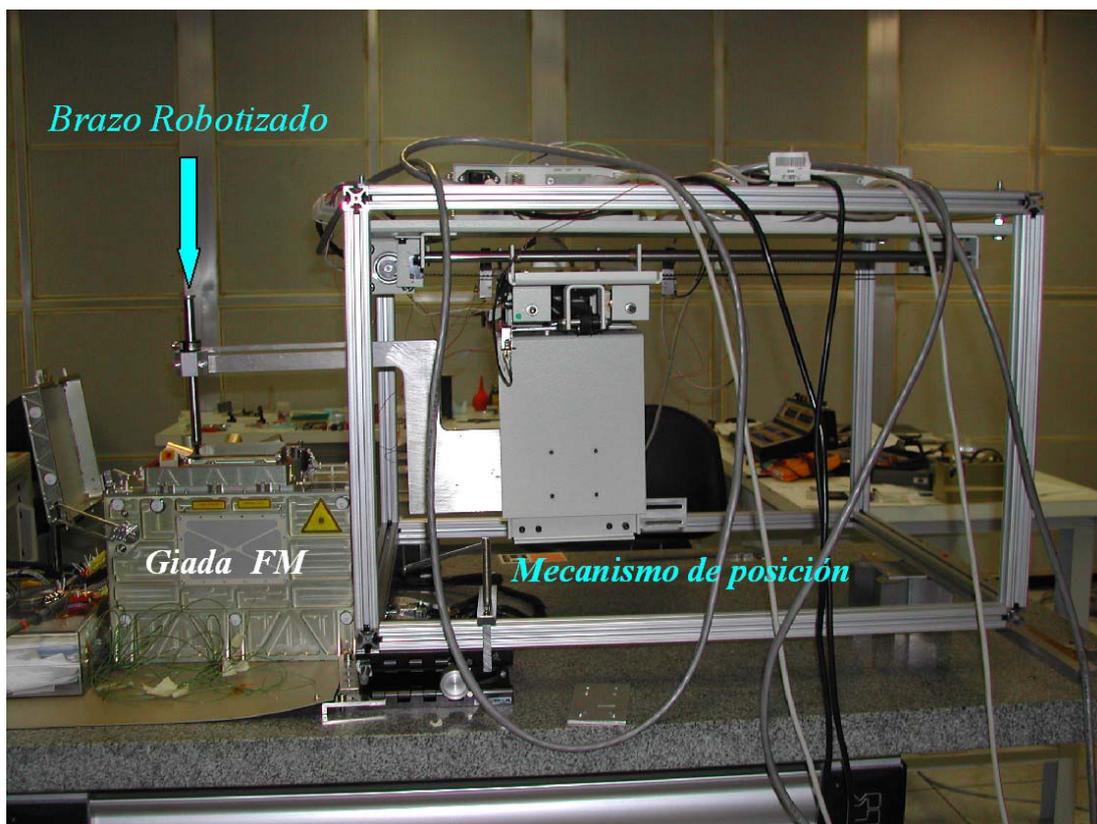


Figura 70. Configuración para la calibración relativa del GDS.

Se interceptaron las señales correspondientes a los dos canales (izquierdo y derecho) del GDS, procedentes de la electrónica de proximidad, mediante las denominadas *breakout boxes*. Se registraron las señales mediante un osciloscopio digital controlado por ordenador.

Se efectuó un barrido por toda la superficie dividiéndola en un matriz de 36 filas por 42 columnas. Los pasos por fila son de 2.54 mm y de 2.07 mm por columna, cubriéndose los 85 mm x 85 mm de área que abarca la cortina de láseres. Con el osciloscopio se obtiene un fichero por cada una de los elementos de la matriz, mientras que sólo se hizo una sesión de adquisición con el EGSE por cada columna, realizándose una calibración de GDS cada 2 segundos. Se toman entre 66 y 68 datos por cada columna. Los 1512 ficheros y las 42 sesiones de calibración han sido

reducidas para efectuar esta tesis. Un ejemplo de las gráficas que se obtienen con el osciloscopio se muestra en la Figura 71.

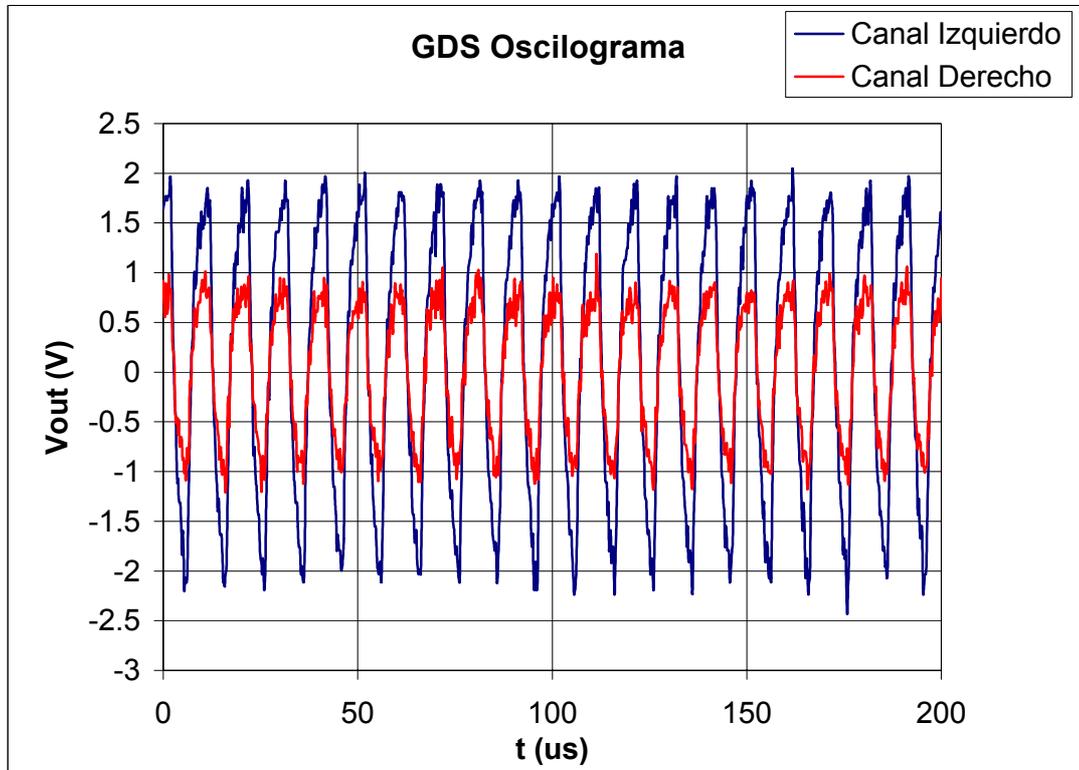


Figura 71. Oscilograma de la salida de GDS de GIADA-1

Se miden los valores correspondientes a la máxima amplitud de estas señales para los canales izquierdo y derecho. De esta manera se dibuja un mapa de sensibilidad de los sensores de GDS.

Los datos proporcionados por GIADA-2 consisten en un promedio de medida de ocho cuentas. Previamente, se ha obtenido la función de transferencia, para lo cual se han buscado diferentes posiciones dentro de GDS y diferentes orientaciones del hilo, con lo que se calcula la función de transferencia de cuentas proporcionadas por GIADA-2 y el voltaje pico a pico medido de las gráficas del osciloscopio. La Figura 72 muestra una gráfica correspondiente a dicha función de transferencia.

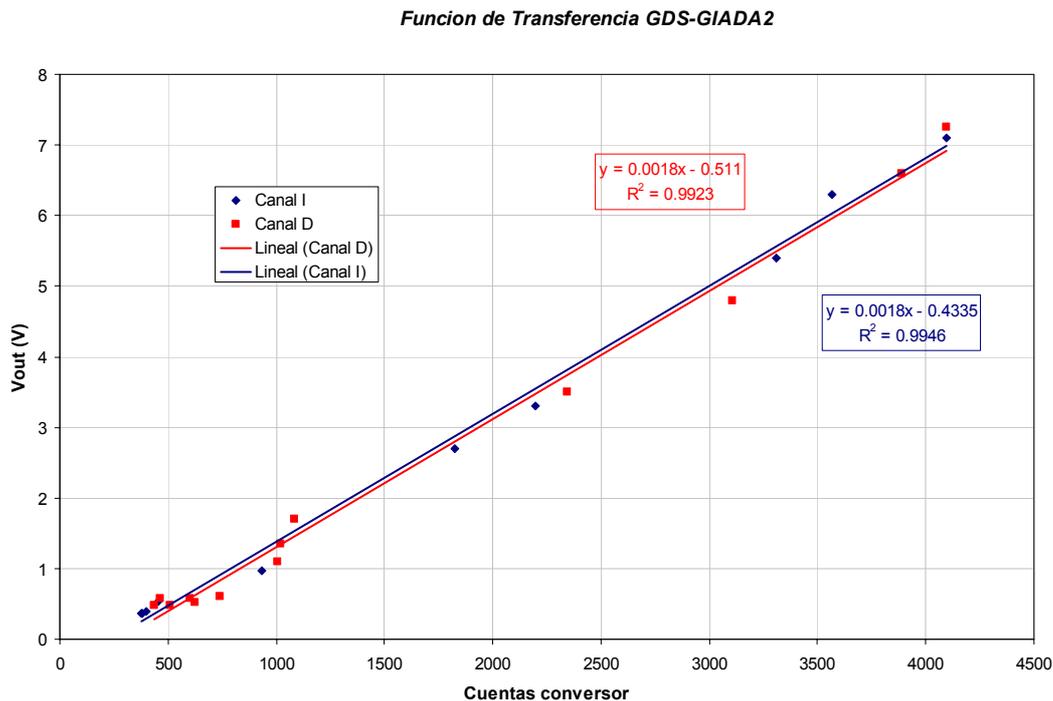


Figura 72. Función de transferencia de GDS con GIADA-2.

Una vez aplicada esta función de transferencia se hallan los dos mapas de sensibilidad de GDS, el procedente de los ficheros del osciloscopio y el de la salida que proporciona GIADA-2. La Figura 73 muestra los dos mapas de sensibilidad de GDS. En ellos se aprecian zonas de muy baja sensibilidad. La primera de ellas es la correspondiente a las zonas ciegas debidas al solapamiento de los cuatro sensores del canal izquierdo. Esto no debe constituir mayor problema ya que justamente en estas posiciones se encontrarían los centros de los detectores del lado derecho. Estas líneas son las horizontales. También existen unas acusadas zonas en vertical que son producidas por el solapamiento de los emisores láseres en los que no existe iluminación. Esto se puede apreciar en el diagrama 3-D de la Figura 74.

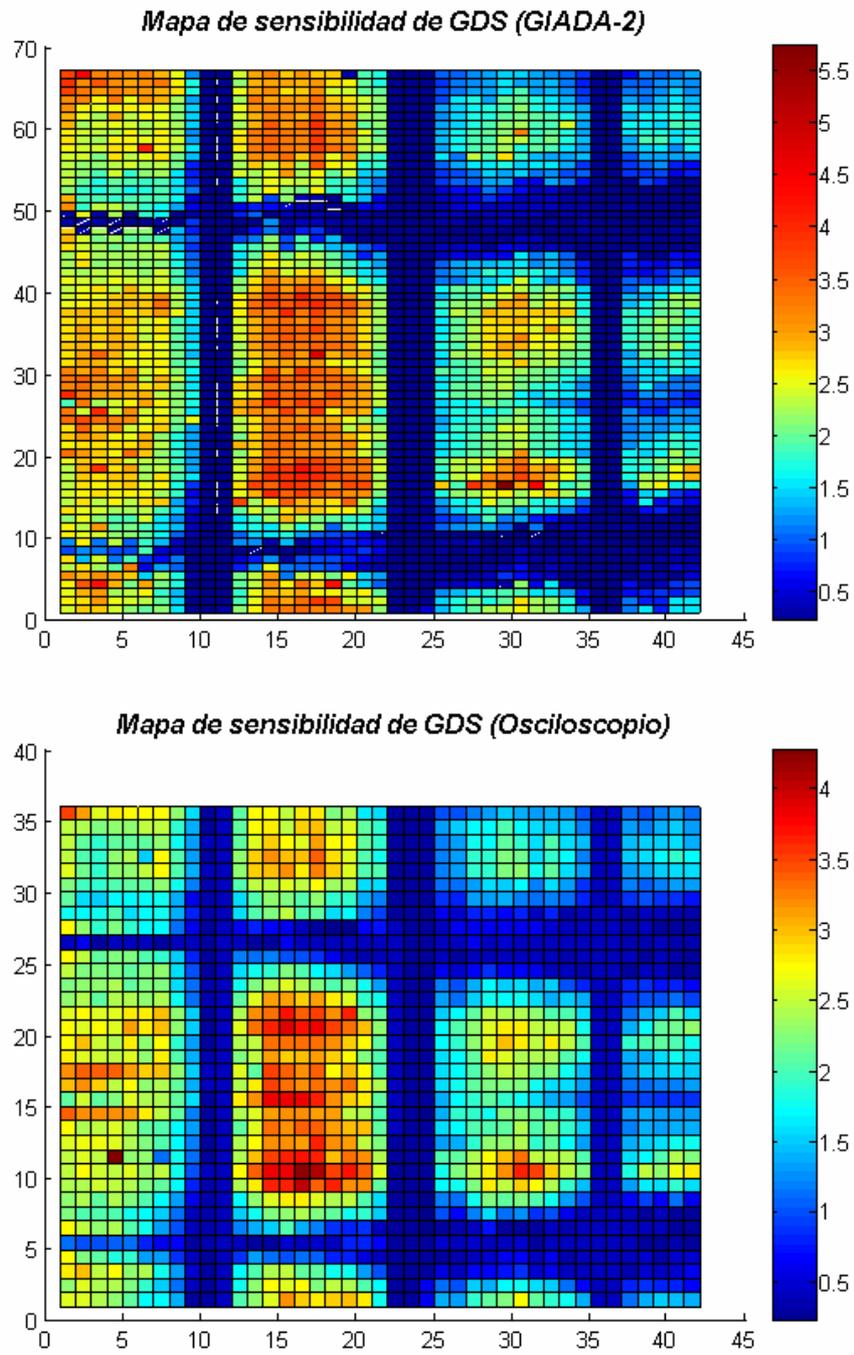


Figura 73. Mapas de sensibilidad de GDS.

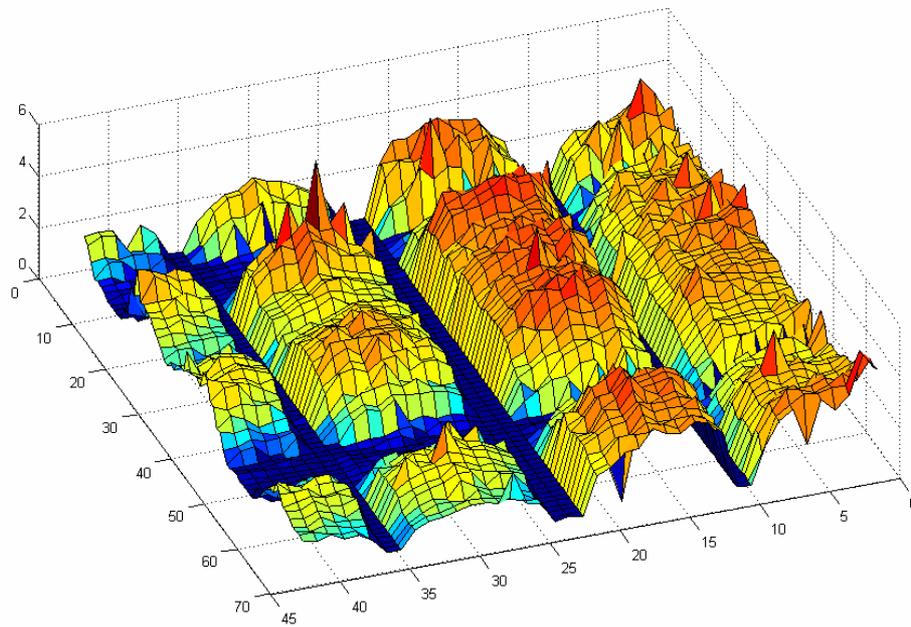


Figura 74. Mapa 3D de la sensibilidad GDS (GIADA-2).

6.2.2 Calibración absoluta de GDS.

Se han utilizado alrededor de 400 granos de diferente composición química. Se colocó una plantilla agujereada por la que se introducían los granos. Se han lanzado las partículas con velocidades en los límites teóricos del rango de las mismas. Para las velocidades lentas se dejaban caer libremente las partículas por el agujero correspondiente, mientras que para las rápidas se ha usado un compresor de aire que las disparaba a manera de pistola de aire comprimido y al que se podía ajustar la presión de salida. Las gráficas correspondientes a la respuesta por canal se muestran en las Figura 75 y Figura 76.

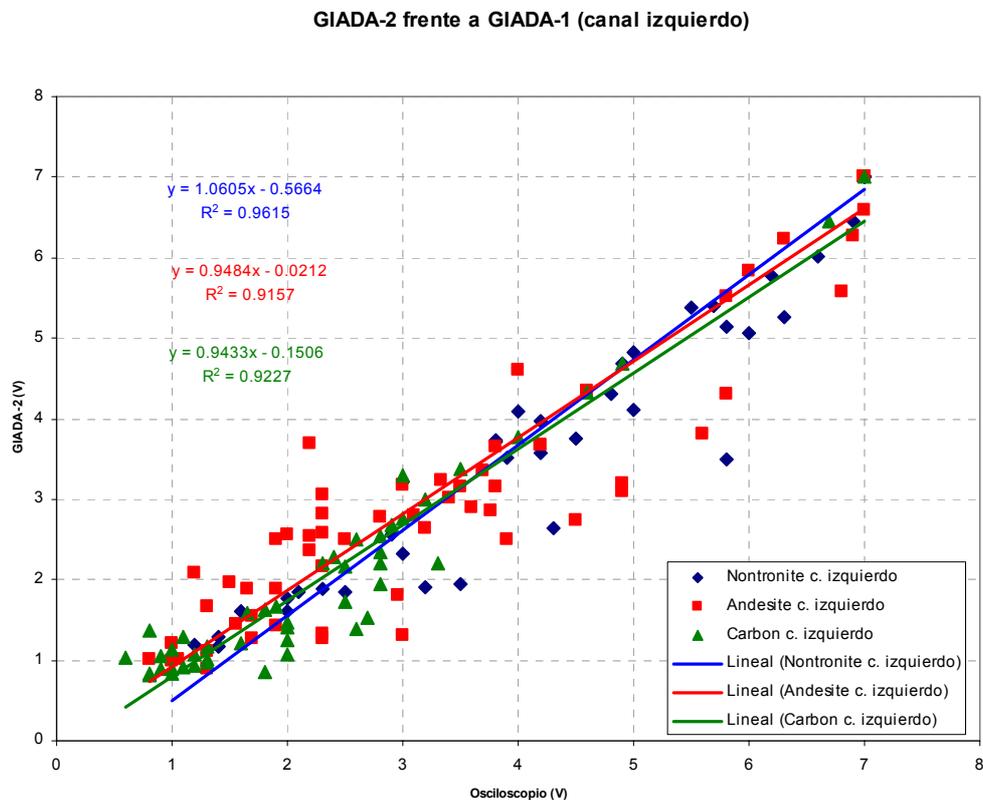


Figura 75. Respuesta del canal izquierdo de GDS de GIADA-2.

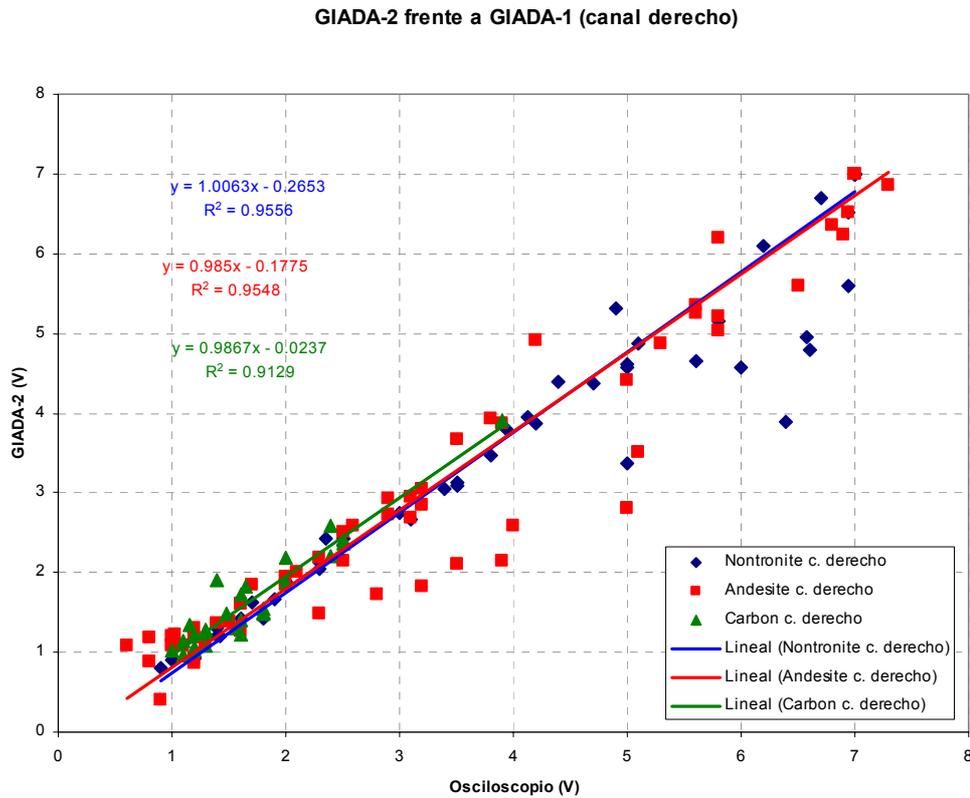


Figura 76. Respuesta del canal derecho de GDS de GIADA-2.

Como se puede apreciar, el comportamiento es bastante similar para ambos canales, no apreciándose grandes diferencias entre las repuestas de ambos detectores de pico. Aquí se contemplan todas las partículas, las rápidas y las lentas. Si se hace distinción entre ambas, las respuestas sí son diferentes. Cabría mencionar que las partículas más rápidas están justo al límite de detección de la electrónica de GDS, esto es, tres ciclos completos de 100 kHz, la frecuencia de oscilación de los diodos emisores láseres. El detector de pico tiene que funcionar para señales tan diferentes como las mostradas en la Figura 77 y Figura 78. En la Figura 77, aparece la respuesta de la electrónica de proximidad al detectar una partícula rápida (al límite de detección), y en la que se representan canal izquierdo y derecho. En este caso ha sido detectado por ambos canales, aunque el izquierdo tiene salida negativa. Esto es debido al diseño de la propia electrónica de proximidad, ya que, dependiendo de la posición de entrada de la partícula, ésta será captada por un sensor con salida positiva o negativa. En la Figura 78, al paso de una partícula lenta, se observan unos altibajos debido a la diferente respuesta de la óptica de los sensores según se vaya atravesando la cortina de los láseres en sentido hacia el sensor de impacto.

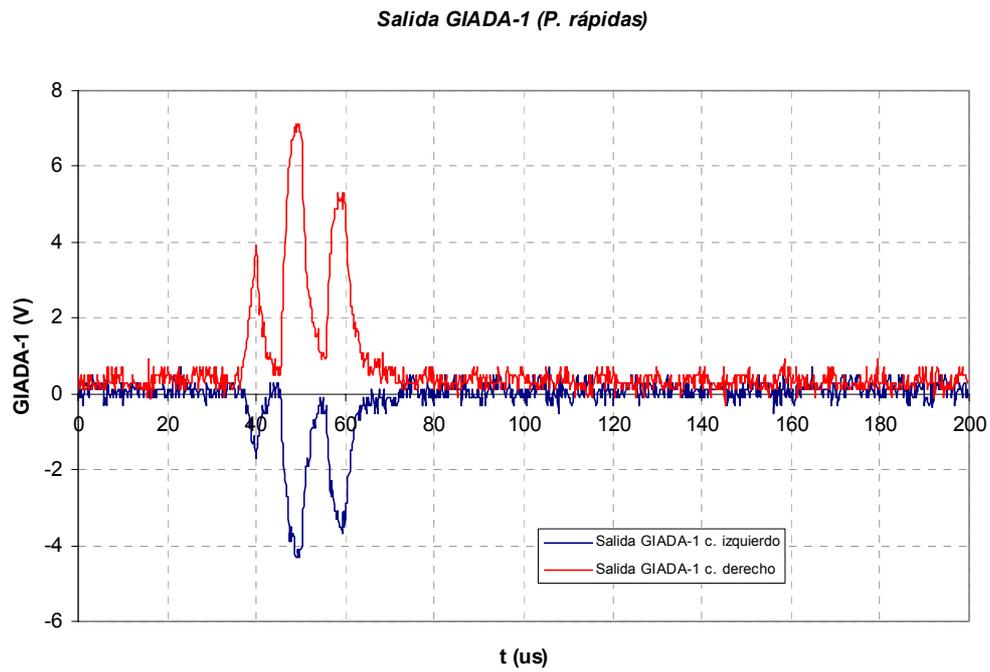


Figura 77. Respuesta a partículas rápidas.

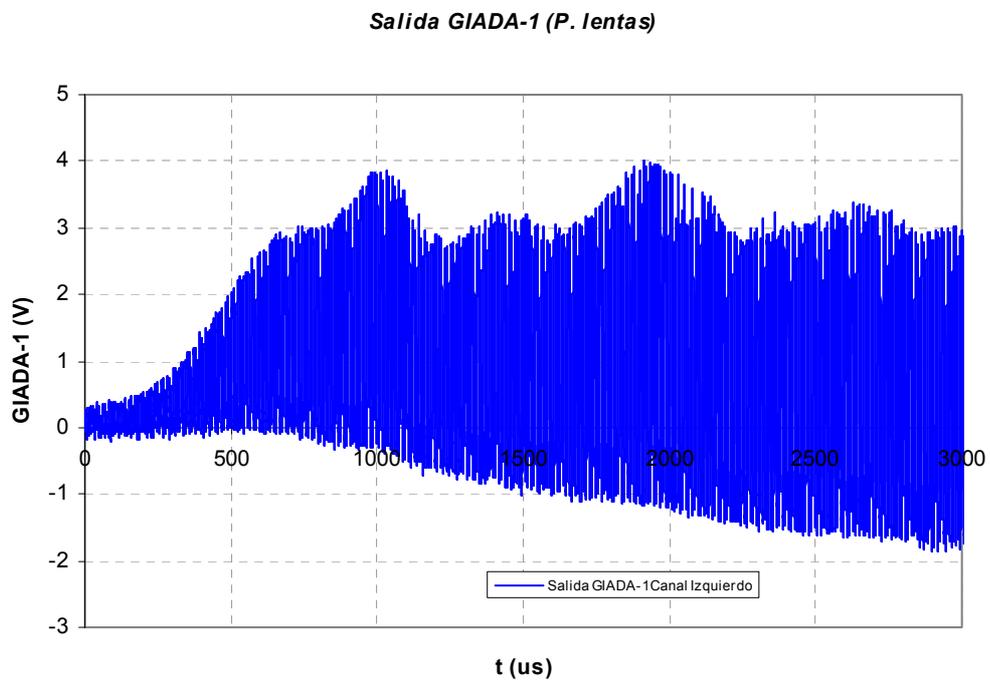


Figura 78. Respuesta a partículas lentas.

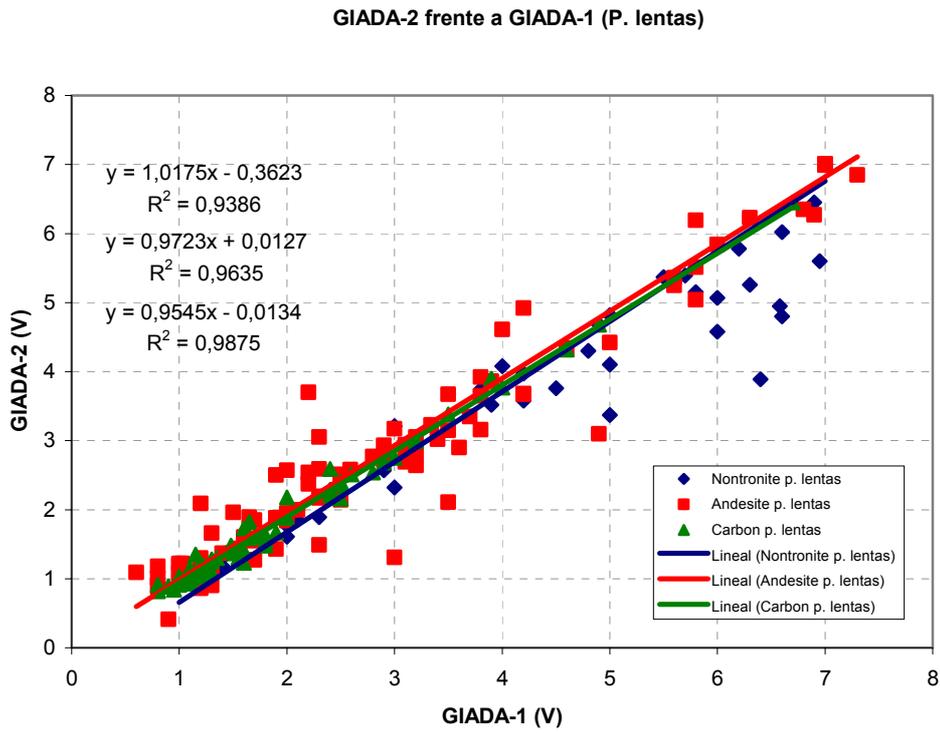


Figura 79. Respuesta de GIADA-2 con partículas lentas.

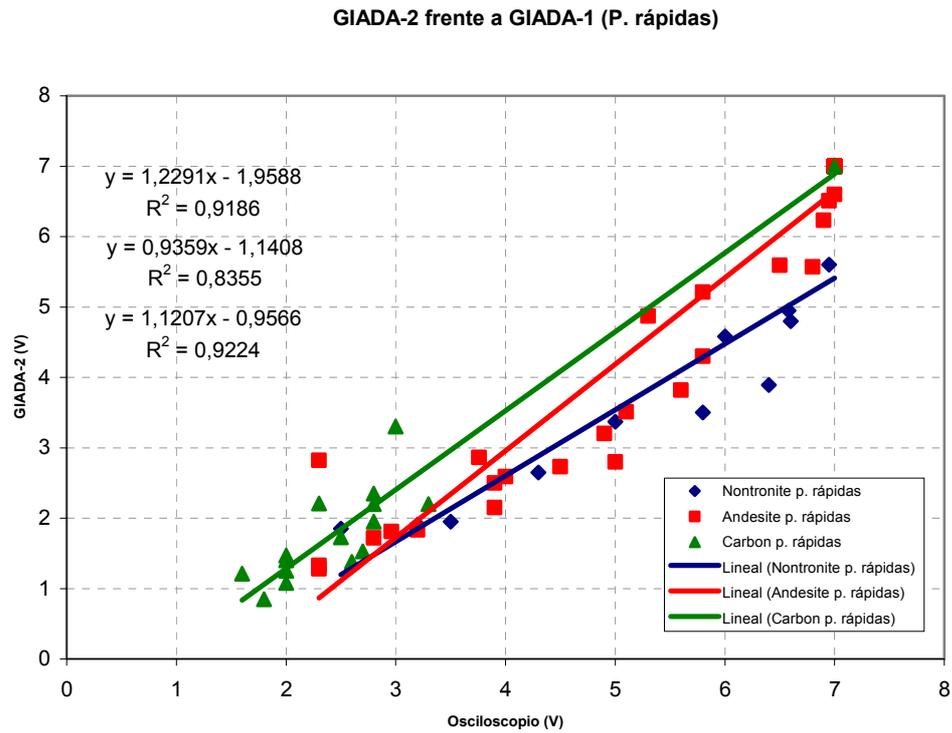


Figura 80. Respuesta de GIADA-2 con partículas rápidas.

La diferencia fundamental estriba en el hecho de que las partículas rápidas están muy cerca del límite de detección de las mismas, esto es, 3 ciclos completos ($30 \mu s$) en el paso por la cortina de láseres. De hecho si hacemos un promedio del error relativo cometido por el detector de pico de GDS, y lo representamos frente al número de ciclos detectado para las partículas rápidas se encuentra una relación inversa tal y como se puede ver en la Figura 81.

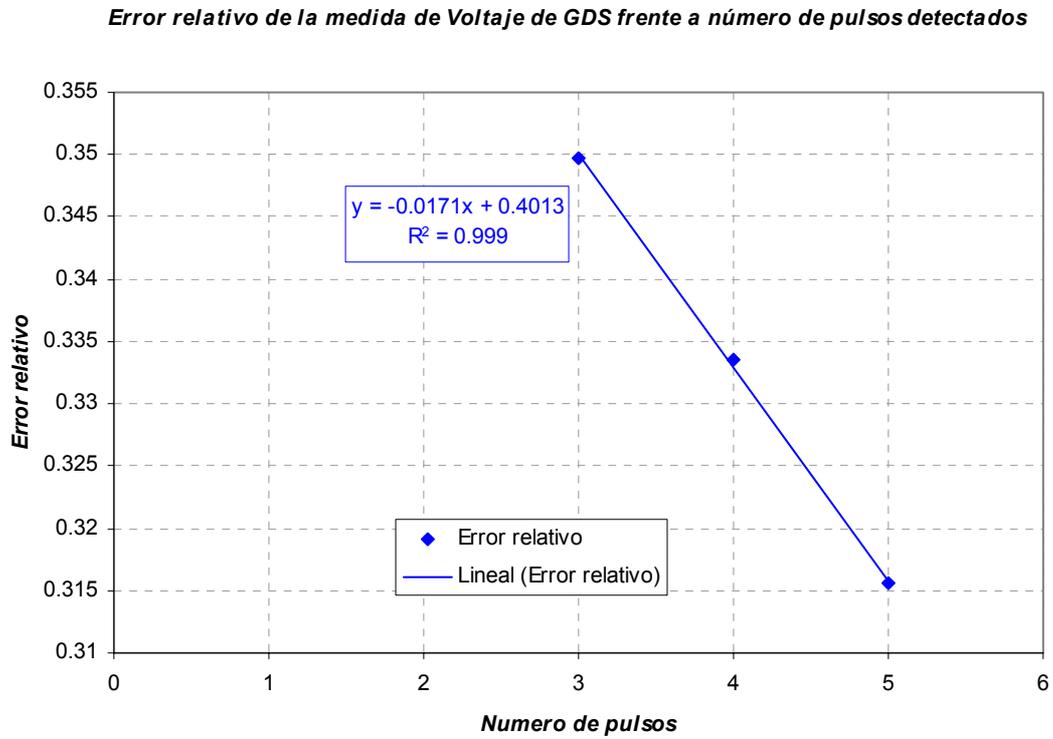


Figura 81. Error relativo frente a número de ciclos detectados (p. rápidas).

Con las partículas lentas no se pudo hacer una estadística semejante, aunque se agruparon según la velocidad de paso de manera que tuvieran un número entre 5 y 25 detecciones por cada intervalo de tiempo. El resultado se muestra en la Figura 82.

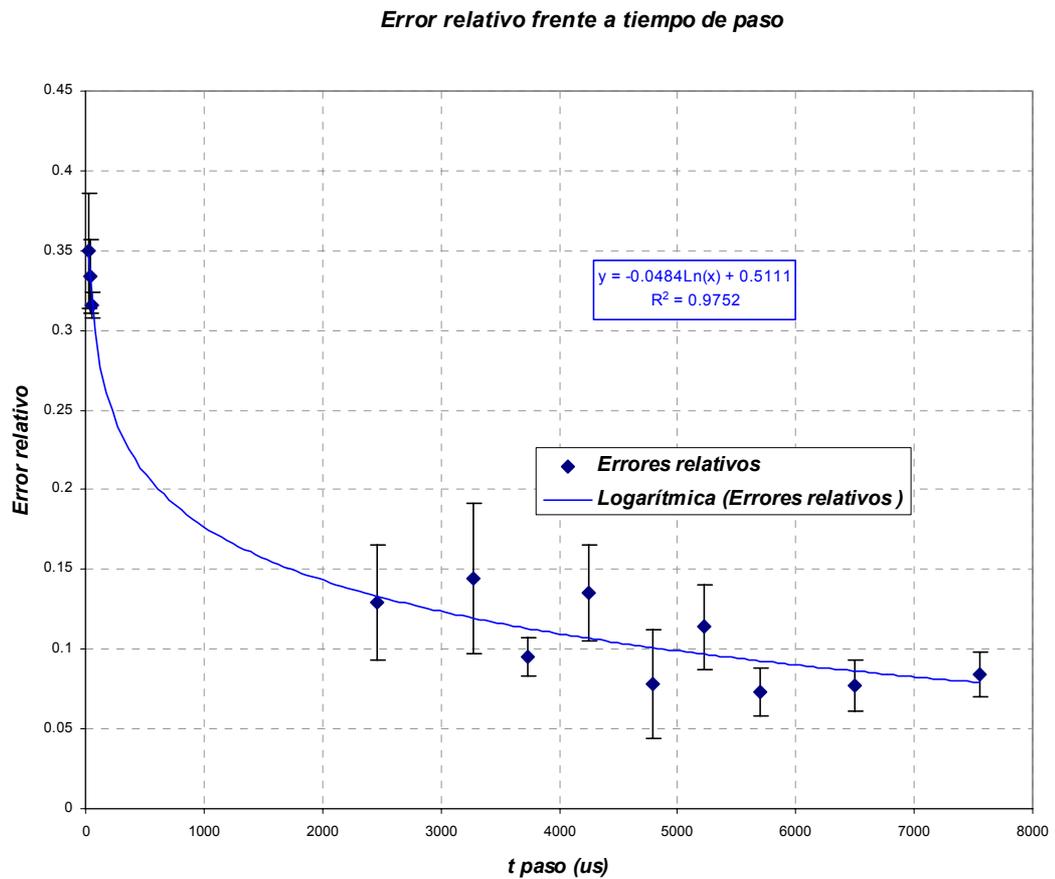


Figura 82. Error relativo del detector de pico frente al tiempo de paso.

Esto concuerda con la calibración que se hizo utilizando una señal senoidal en la entrada de los detectores de pico. Se han obtenido las cuentas de ADC procedentes del detector de pico y se han representado en función del número de ciclos. El resultado de esta calibración se muestra en la Figura 83. Cuando el número de ciclos es bajo, la variación de cuentas se puede aproximar a una recta, lo cual concuerda con el resultado obtenido de la Figura 81.

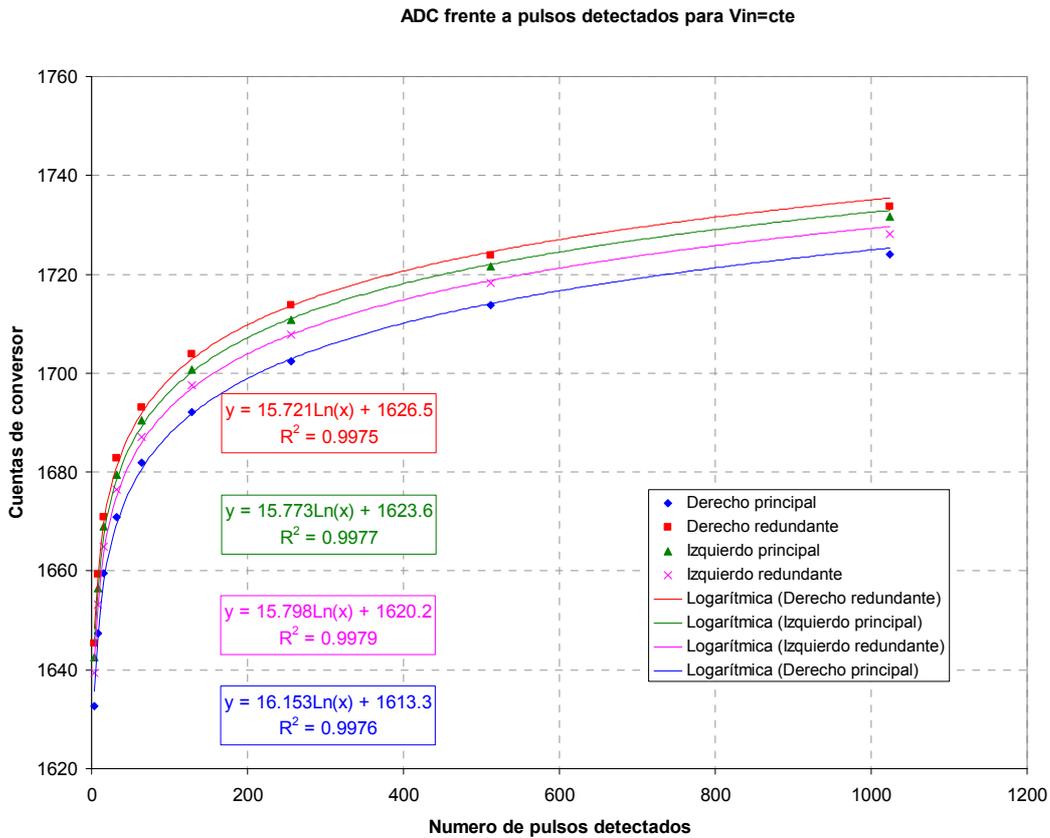


Figura 83. Variación del número de cuentas del ADC frente a pulsos de GDS

6.3 Calibraciones de IS.

Se han efectuado dos tipos de calibración:

- Relativa, mediante pequeñas excitaciones, producidas por un piezoeléctrico que es estimulado mediante un voltaje conocido, de manera que proporciona un momento conocido a la placa de aluminio. Este actuador es desplazado mediante un brazo robotizado por toda la superficie de impacto para obtener el mapa de sensibilidad de toda la superficie.
- Absoluta, utilizando granos irregulares de diferentes composiciones químicas (silicatos, como andesita y nontronita, y carbón), diferentes tamaños conocidos (desde 50 a 500 μm) y con diferente velocidad (hasta 100 m/s) (Colangeli y col., 2002).

6.3.1 Calibraciones relativas de IS.

No se ha dispuesto de los datos necesarios para hacer una comparación entre los datos obtenidos en el osciloscopio y sus respectivos obtenidos por GIADA-2, por lo que la gráfica que se representa en la se obtiene del documento de calibraciones del equipo de GIADA (Colangeli y col., 2002).

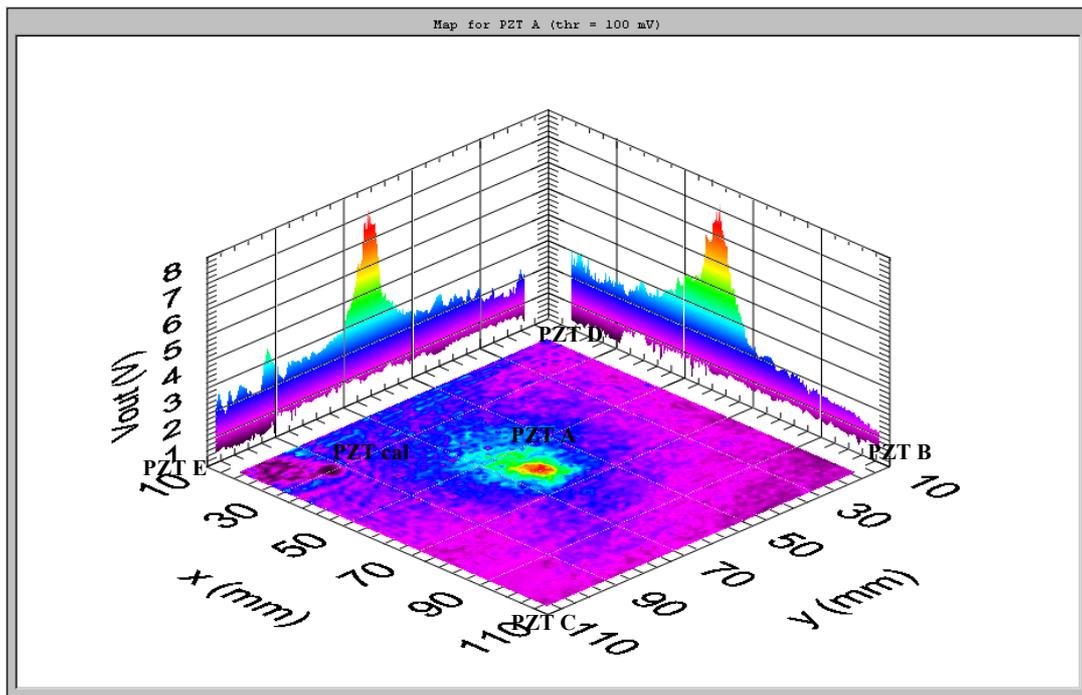


Figura 84. Mapa de sensibilidad de IS.

6.3.2 Calibraciones absolutas de IS.

Al igual que en GDS, se interpuso la *breakout box* entre la electrónica de proximidad y GIADA-2, de manera que se puedan comparar los resultados. Las partículas empleadas han sido las mismas con las que se han obtenido los datos de GDS y las mismas sesiones. En un porcentaje elevado de casos se obtiene los cinco canales procedentes de los 5 piezoeléctricos del sensor de impacto, IS. En otros casos se cambió la configuración de la prueba, y sólo se obtuvieron dos de los cinco canales, por lo que no se puede medir la relación de tiempos de retardo entre los sensores. Se ha tomado como ejemplo el grano 151 correspondiente a una partícula de Nontronite entre 100 y 200 μm de diámetro. En la Figura 85 se muestra el oscilograma obtenido de las cinco salidas de la electrónica de proximidad del IS (GIADA-1).

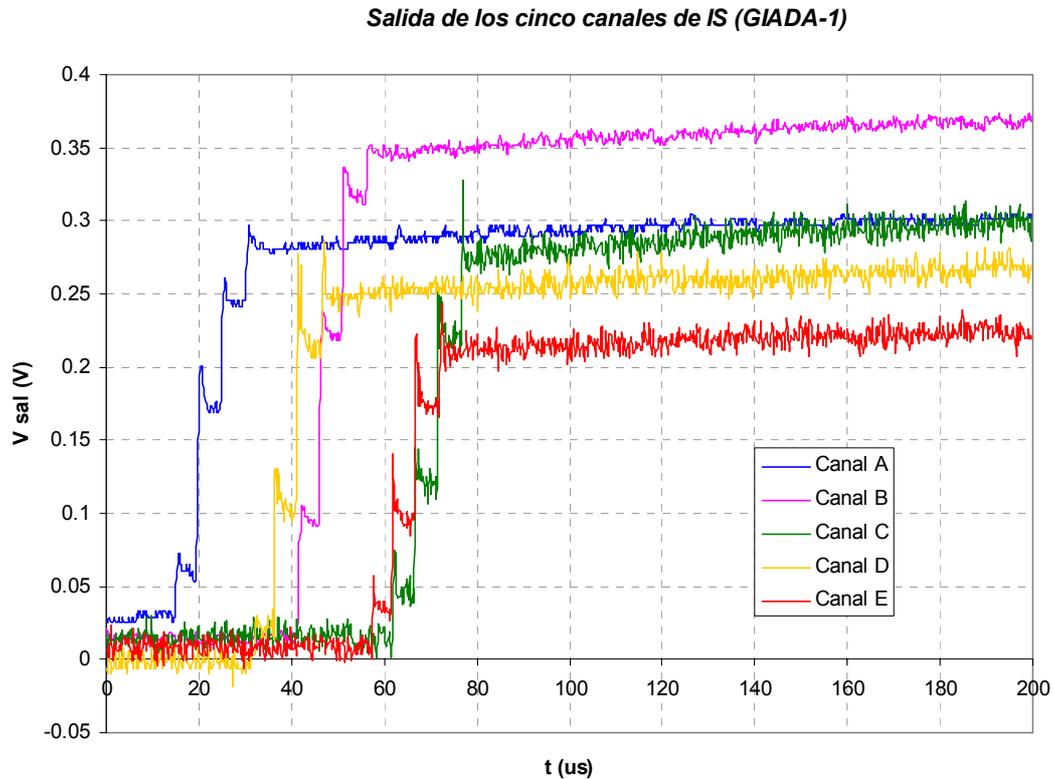


Figura 85. Oscilograma de la salida de IS de la electrónica de proximidad.

La tensión de umbral de disparo estaba programada en 150 mV para los cinco canales. La salida que proporciona GIADA-2 ha sido la siguiente: 0, 27, 51, 21 y 48 μ s para los canales A, B, C, D y E, respectivamente.

La Figura 86 representa la gráfica de ajuste entre los valores obtenidos por GIADA-2 y los que se obtienen de la Figura 85.

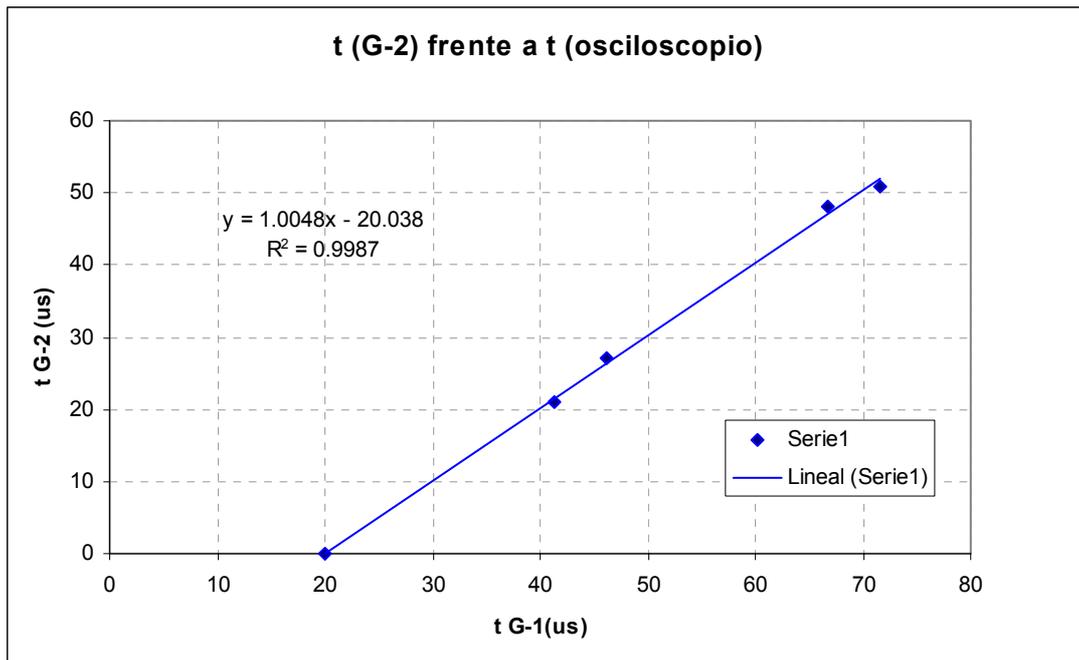


Figura 86. Ajuste entre los tiempos de detección de IS.

Se han reducido 179 ficheros correspondientes a diferentes partículas con distintos tamaños y velocidades. Se han desechado 9 ficheros por contener datos erróneos, en los que el sensor de impacto presentaba un comportamiento anómalo, mostrando secuencias de detección no correctas. Se han obtenido las rectas similares a la mostrada en la Figura 86. Una vez obtenidas la media de las pendientes y de los coeficientes de ajuste, R^2 , se tienen los valores que se muestran en la Tabla 14

Tabla 14. Promedio de ajuste de tiempos de IS

	Valor Medio	Desviación estándar σ
Pendiente	1.0027	0.0389
R^2	0.9975	0.0059

En cuanto a las amplitudes medidas, sus valores son muy similares al valor que se observa en el oscilograma, lo que era de esperar si tenemos en cuenta que las salidas de la electrónica de proximidad entran a los multiplexores analógicos de GIADA-2 y no hay otra electrónica añadida. Así, en este caso se han medido valores de 0.28, 0.36, 0.29, 0.27 y 0.21 V.

6.4 Variables de entorno: T, V e I.

Existe un conjunto de variables que es importante conocer tanto desde el punto de vista científico, como puede ser la temperatura, como desde el punto de vista del estado de la carga útil, como son los voltajes de calibración o el consumo de las diferentes ramas de alimentación.

6.4.1 El convertidor analógico a digital.

La primera calibración que se debe hacer es la del convertidor A/D. La Figura 87 representa la comparación entre el valor teórico calculado con los valores de los componentes que acompañan al dispositivo y los valores obtenidos experimentalmente.

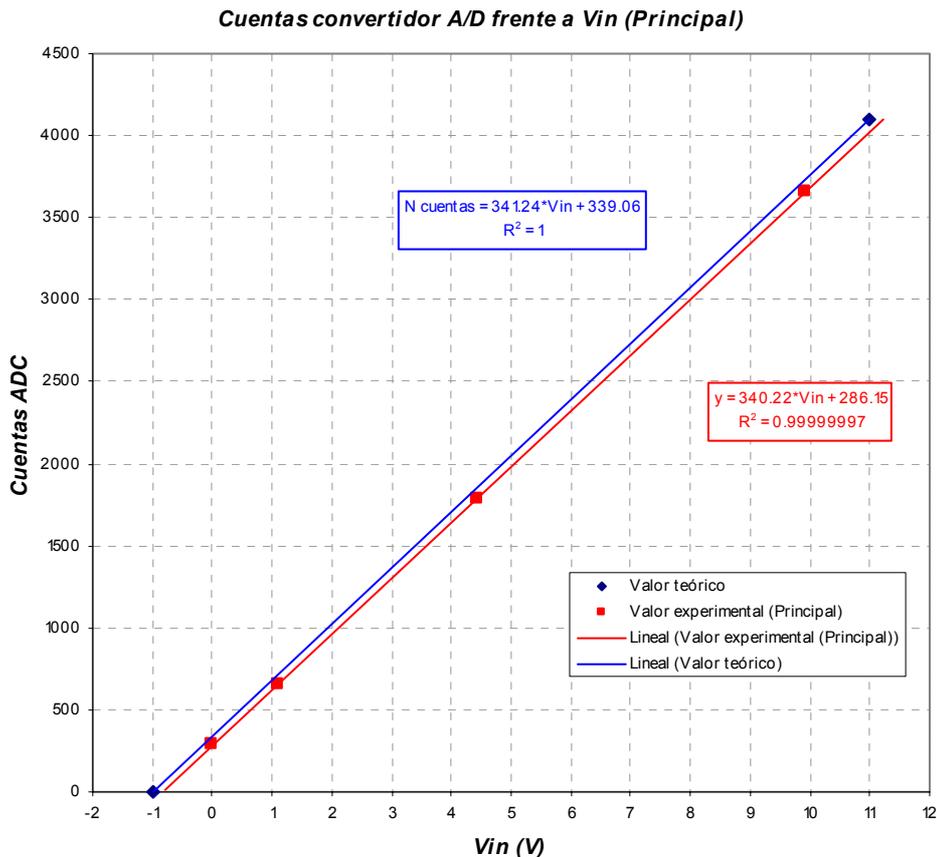


Figura 87. Comparación entre valor teórico de ADC y el experimental.

La gráfica que aquí se representa corresponde al circuito del modelo de vuelo en su cadena principal. Idéntico comportamiento se observa en la rama redundante como en el modelo de repuesto. La Tabla 15 muestra los resultados obtenidos.

	Función de Transferencia	Valor mínimo(V)	Valor máximo (V)
Modelo vuelo (P)	$340.22*V+286.15$	-0.841	11.157
Modelo vuelo (R)	$340.68*V+287.88$	-0.845	11.153
Modelo repuesto (P)	$340.91*V+283.04$	-0.830	11.168
Modelo repuesto (R)	$340.53*V+287.85$	-0.845	11.153

Tabla 15. Funciones de transferencia de los ADC

Los valores obtenidos experimentalmente proceden de una red de calibrado que lleva el circuito y que permitirá corregir posibles desviaciones de las medidas producidas por el cambio de condiciones medioambientales y, fundamentalmente, al comportamiento diferente que tienen los componentes debido a su envejecimiento. Se utiliza un conjunto de resistencias de precisión (Tolerancia=0.1%), que son alimentadas por un dispositivo de referencia de voltaje a 10 V. Con esto se consiguen 0.00 V, 1.10 V, 4.40 V y 9.91 V. El valor de 0 V es, a su vez, leído por cuatro canales del multiplexor y se promedia.

Se realizó una lectura del convertidor A/D utilizando, además de la red de resistencias, otros canales procedentes del IS, MBS o el *frangibolt*. El resultado se muestra en la Figura 88.

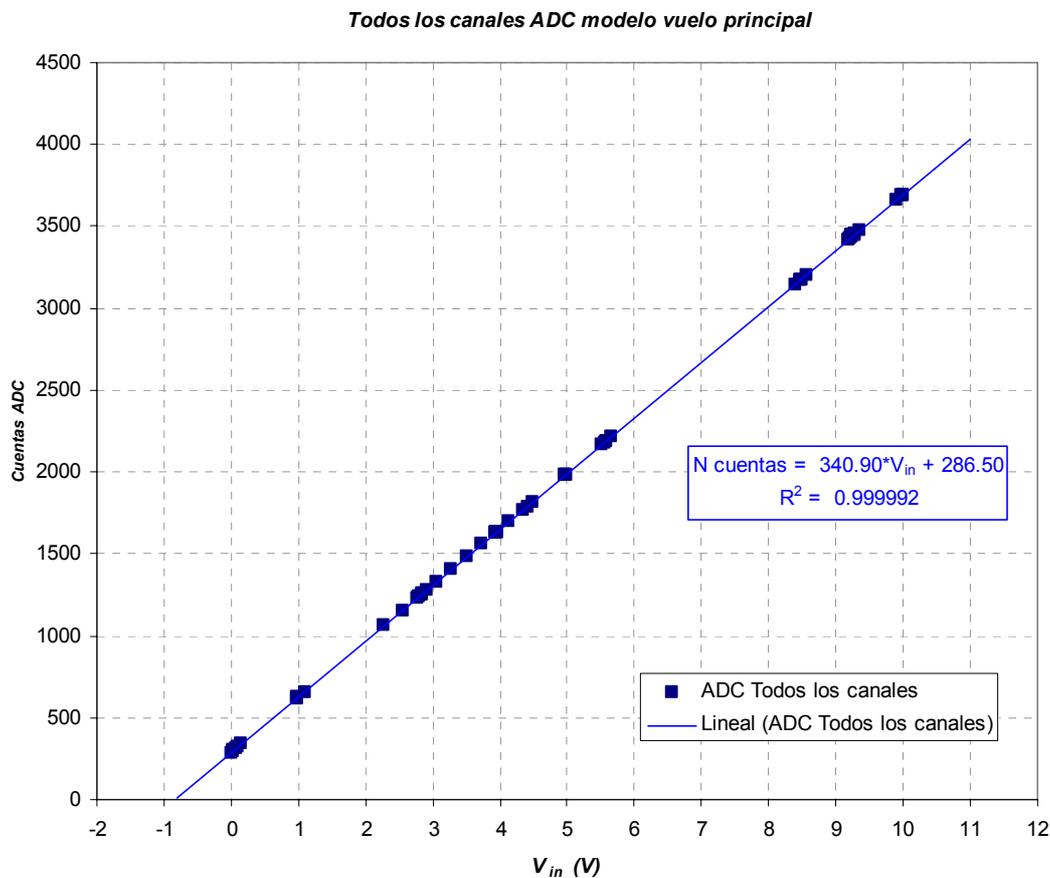


Figura 88. Calibración de ADC utilizando diversos canales del multiplexor.

Si se calcula el error que se comete por utilizar las funciones de transferencia calculadas a partir de la red de calibración en lugar de utilizar las obtenidas con este procedimiento, tenemos que el máximo error cometido es de 4 cuentas del conversor, lo que equivale a una variación de aproximadamente 12 mV. Por otro lado si se aplica la función de transferencia primera a los valores de voltaje medidos experimentalmente y se obtiene el cociente entre el número de cuentas obtenido por el número de cuentas calculado, el resultado es

Valor Medio = 1.0007	Desviación estándar σ = 0.002
----------------------	--------------------------------------

6.4.2 Sensor de temperaturas del *frangibolt*.

El *frangibolt* es un elemento esencial en la seguridad del instrumento. Es el mecanismo encargado del bloqueo de la cubierta del instrumento. Es un dispositivo que se tiene que calentar hasta una temperatura que hace que se cizalle la pieza de sujeción entre la cubierta y la parte superior del instrumento. El conocimiento de la temperatura es importante, aunque este dispositivo sólo sea útil en la primera apertura.

El sensor de temperaturas que lleva es del tipo RTD (*Resistance Temperature Detector*). En concreto es una PT 1000, que presenta una resistencia de 1000 Ω a 0 °C. La configuración utilizada para su lectura es como PTC, con coeficiente positivo, de manera que el voltaje medido se incrementa con la temperatura. Aunque el comportamiento de este sensor es bastante lineal, sin embargo presenta un mejor ajuste cuadrático, teniendo como función de transferencia la siguiente obtenida por el equipo de GIADA en las instalaciones de Officine Galileo en Florencia (Italia):

$$T = 0.00001R^2 + 0.23501R - 245.3972$$

Siendo T la temperatura en °C y R la resistencia que presenta el sensor en ohmios. La Figura 89 representa la función de transferencia obtenida para el modelo de vuelo en sus dos componentes, el principal y el redundante.

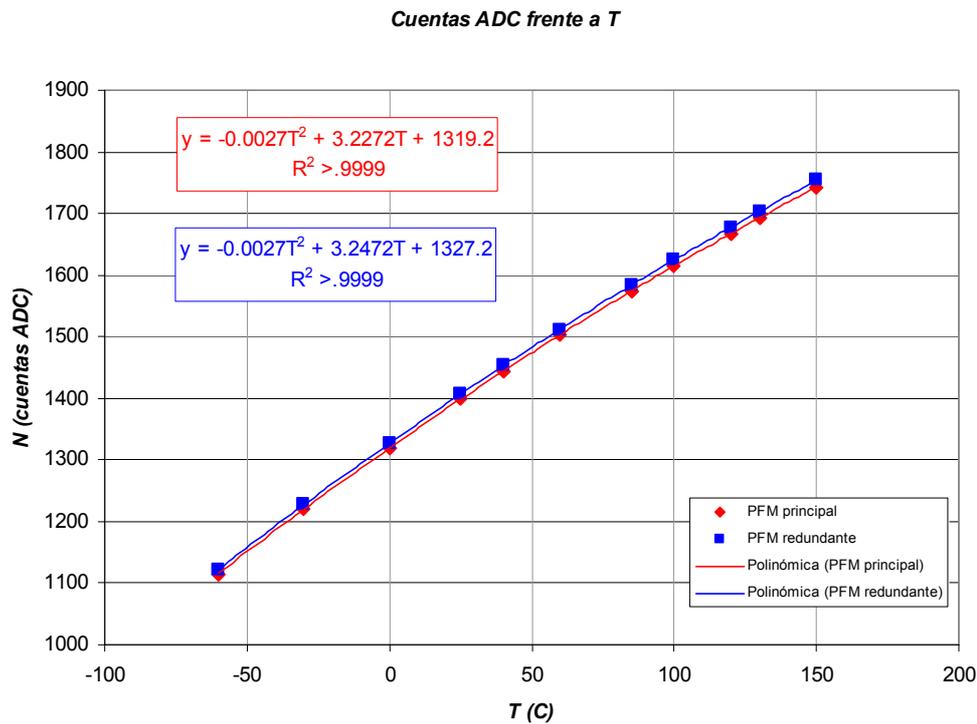


Figura 89. Función de transferencia del sensor de T del *frangibolt*.

Se observó durante las pruebas que la medida de los sensores de temperatura de este tipo RTD dependían del modo en que se encontrase GIADA. La explicación es sencilla. La tensión de alimentación de los mismos variaba ligeramente debido a que existe una resistencia en serie para el sensado de la corriente de cada rama. La ligera caída de tensión en esta resistencia produce el mismo efecto en la línea de +15 V. Este hecho da lugar a una medida errónea que se puede cuantificar. La Figura 90 muestra el error absoluto cometido en el caso del FB.

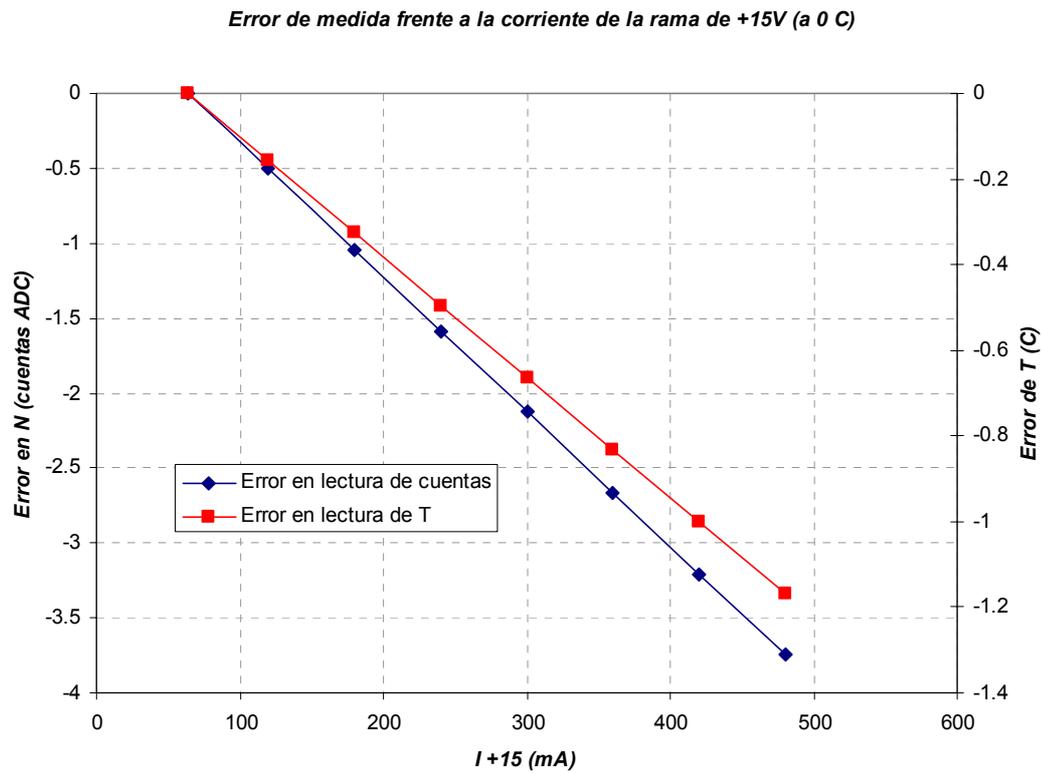


Figura 90. Error de medida en el sensor de temperatura del *frangibolt*.

El error en este caso depende de la propia temperatura, ya que la variación del número de cuentas depende también de la resistencia del sensor, que es a su vez dependiente de la T. En la Figura 91 se muestra el error frente a T y la corriente de la rama de +15 V, obtenemos el siguiente gráfico:

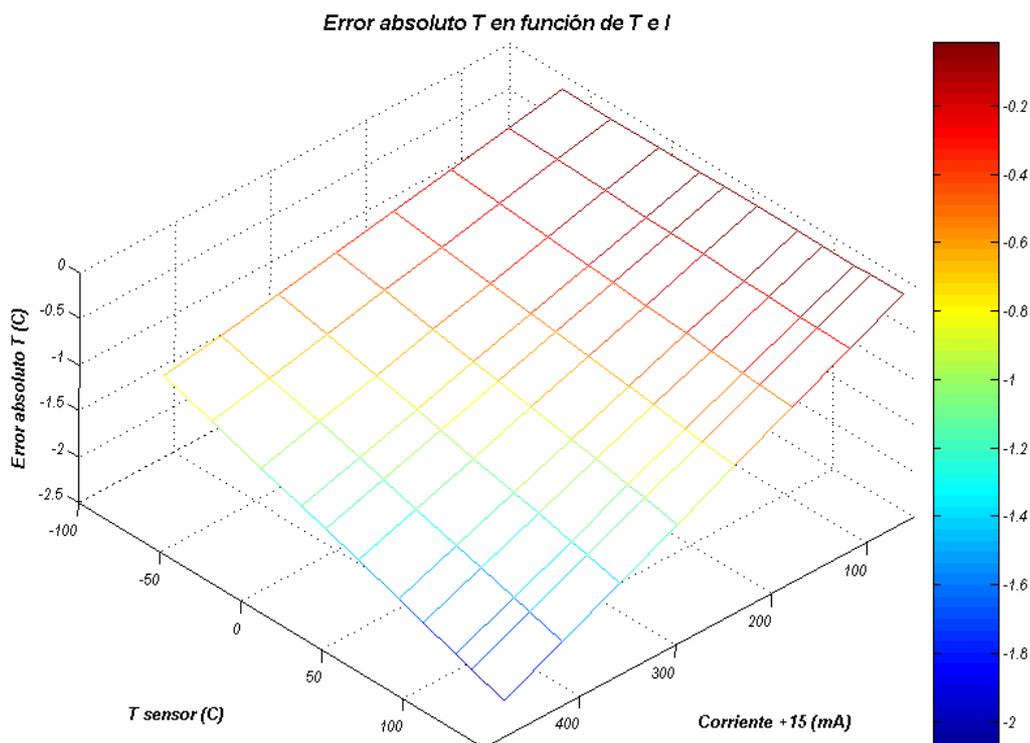


Figura 91. Error medida de T del sensor de FB.

6.4.3 Sensores de temperatura de IS, Tarjeta analógica y DC/DC.

Estos tres sensores son del mismo tipo: el AD 590. Este dispositivo es una fuente de corriente dependiente de la temperatura. Proporciona $1 \mu\text{A/K}$. Se han usado dos configuraciones diferentes. Para el caso del sensor situado en la membrana del sensor de impacto, IS, se ha utilizado una configuración NTC (coeficiente negativo de la temperatura). La razón se debe a que se comprobó que la fuente de alimentación se volvía más ruidosa si se empleaba la configuración PTC (coeficiente positivo de temperatura). Los otros dos sensores sí están en configuración PTC. Estas configuraciones se muestran en la Figura 92.

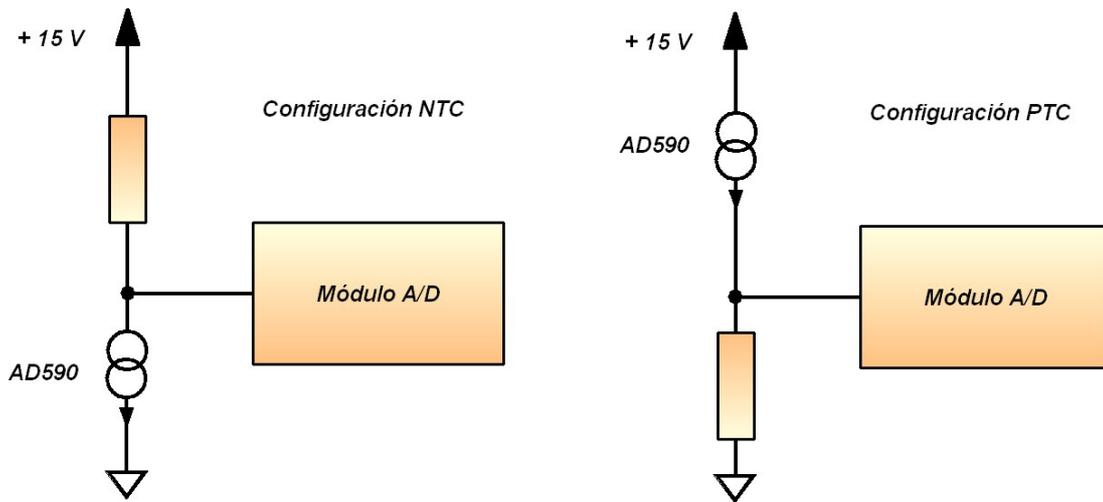


Figura 92. AD590 en configuraciones NTC y PTC.

La Figura 93 muestra la función de transferencia entre la T del sensor del IS y el número de cuentas obtenido en el DAC. Se puede comprobar la linealidad del sensor en todo el rango de temperaturas elegido.

Función de Transferencia de T de IS (modelo de vuelo)

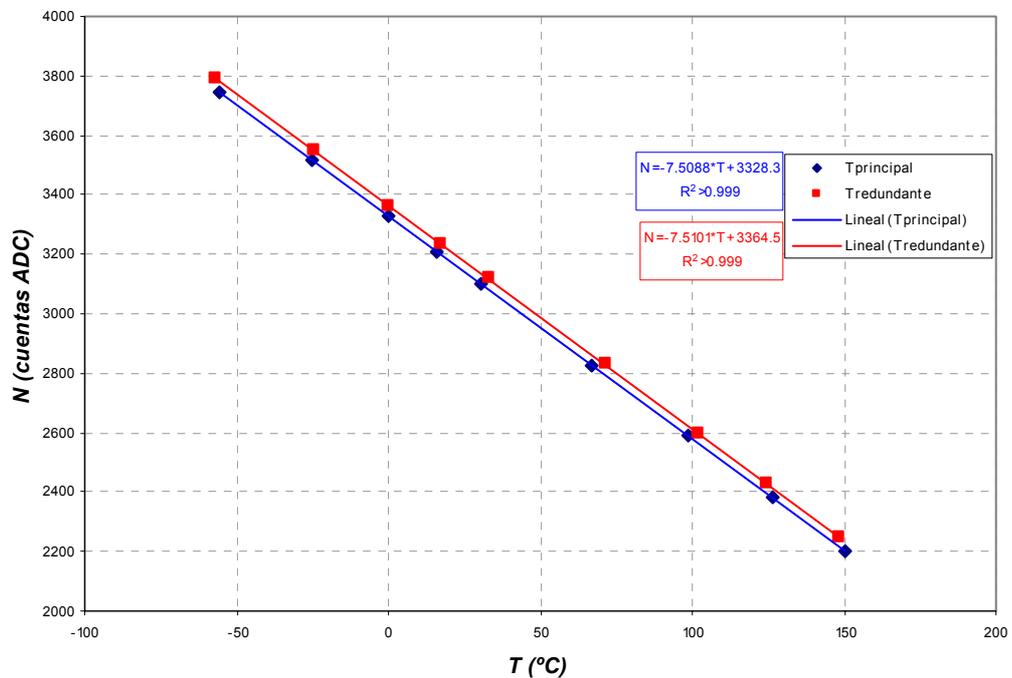


Figura 93. Curva de calibración del sensor de T de IS.

Al igual que ocurría en el sensor de temperatura del *frangibolt*, la variación que experimenta el voltaje de +15 V relacionado con la corriente, produce un efecto en las medidas del convertidor. En el caso del IS esta variación se cuantifica en 6 °C/A para la principal y 5.5 °C/A para la redundante.

Hay otros dos sensores AD590 colocados en la tarjeta analógica al lado del dispositivo de referencia para la red de calibración y el convertidor DC/DC de la fuente de alimentación. Ambos están en PTC. Sus curvas de calibración se muestran en la Figura 94.

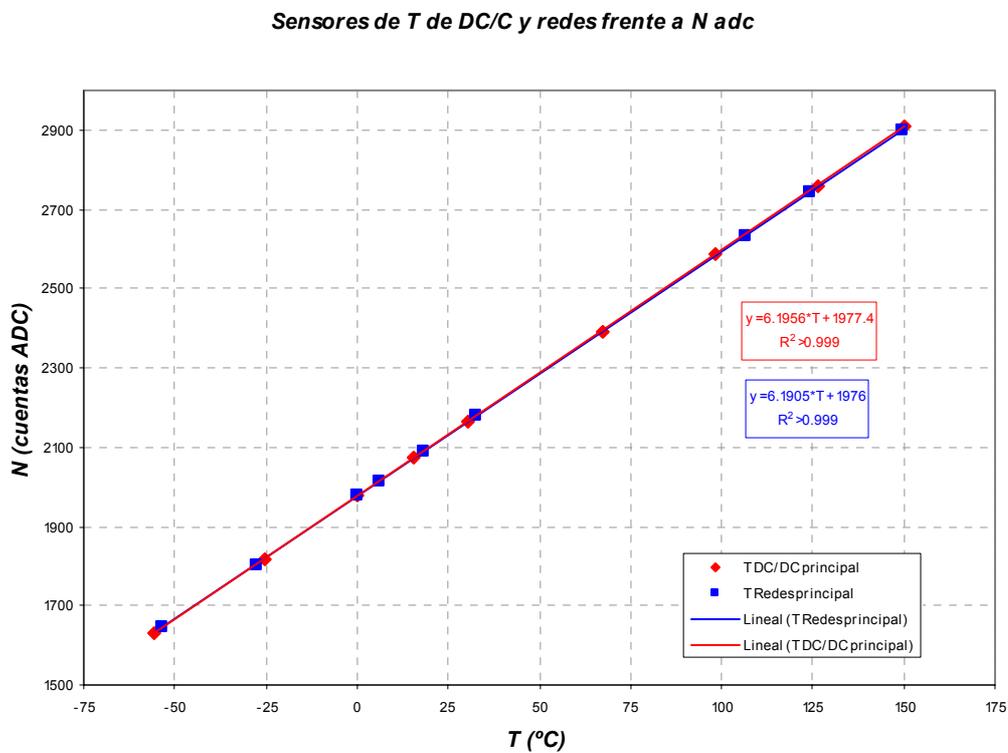


Figura 94. Calibración sensores de T de DC/DC y redes.

A diferencia de la configuración NTC, ésta no cambia al variar la tensión de +15 V, ya que al ser una fuente de corriente la que circula por la resistencia de *pull-down* es independiente de la alimentación, para una T constante.

6.4.4 Los sensores de T de las microbalanzas.

Cada una de las microbalanzas lleva asociado un sensor del mismo tipo que el *frangibolt*, es decir, un sensor del tipo PT1000. Pero para estos dispositivos se ha utilizado un partidor de resistencias con referencia a una tensión de 10 V generada por un circuito referenciador de voltaje, con el fin de tener una referencia lo más estable posible.

El comportamiento de los cinco sensores es muy similar entre sí. La Figura 95 muestra la función de transferencia entre el número de cuentas y la temperatura.

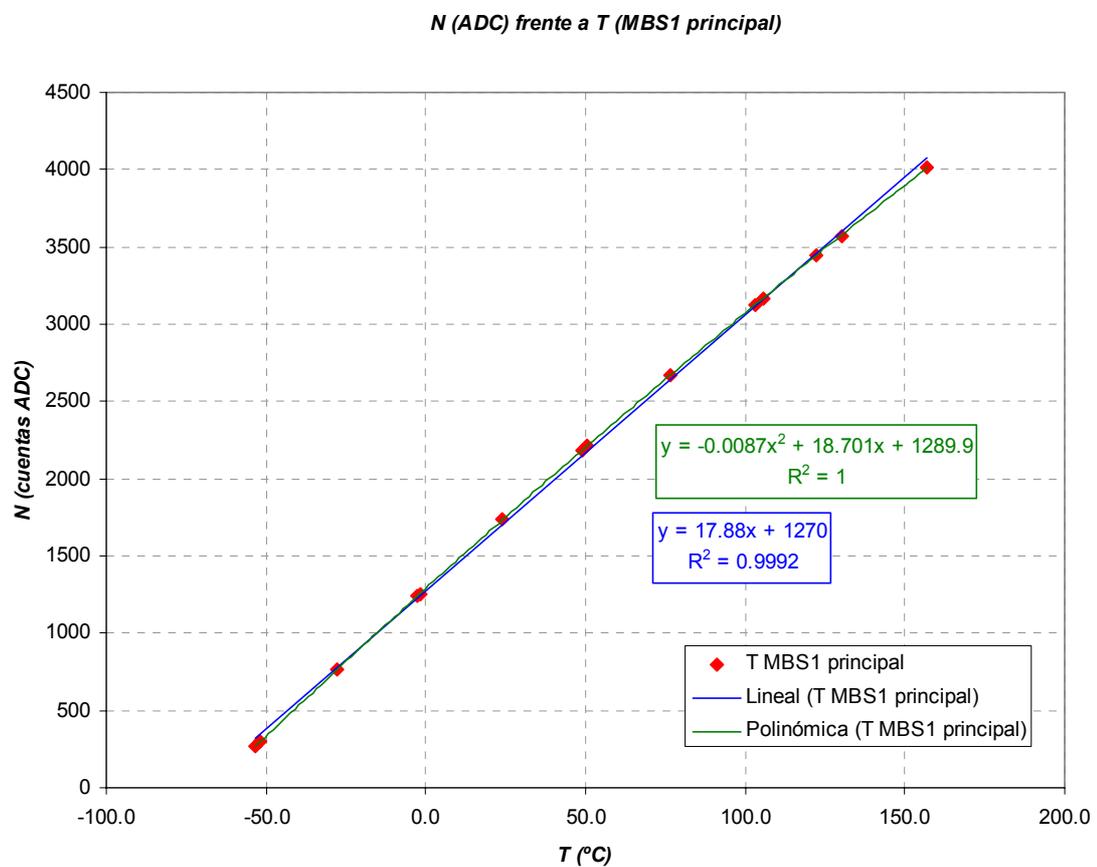


Figura 95. Número de cuentas del ADC frente a la T de la MBS1.

Al igual que sucediera en el sensor del *frangibolt*, la dependencia se ajusta mejor de manera cuadrática que lineal.

Las funciones de transferencia para todos los sensores de las MBS se reflejan en la Tabla 16.

MBS1	$N = -0.0087 T^2 + 18.701 T + 1289.9$
MBS2	$N = -0.0086 T^2 + 18.590 T + 1304.9$
MBS3	$N = -0.0087 T^2 + 18.648 T + 1325.7$
MBS4	$N = -0.0085 T^2 + 18.647 T + 1300.7$
MBS5	$N = -0.0087 T^2 + 18.561 T + 1278.3$

Tabla 16. Funciones de transferencia de los cinco sensores de T de las microbalanzas

6.4.5 Los sensores de temperatura de los emisores láseres.

Los emisores láseres tienen unos sensores basados en termistores integrados cuya función de transferencia se refleja en la Figura 96. Dicha gráfica se obtiene de los valores en voltaje de GIADA-1 proporcionados por el equipo de GIADA en Nápoles (Italia). GIADA-2 los convierte simplemente a cuentas de ADC.

¡Error! No se pueden crear objetos modificando códigos de campo. **Figura 96.** N en función de la temperatura de los láseres.

6.4.6 Los monitores de corriente.

El comportamiento de los monitores de corriente se muestra en la Figura 97. Para los circuitos redundantes resultan ser muy similares.

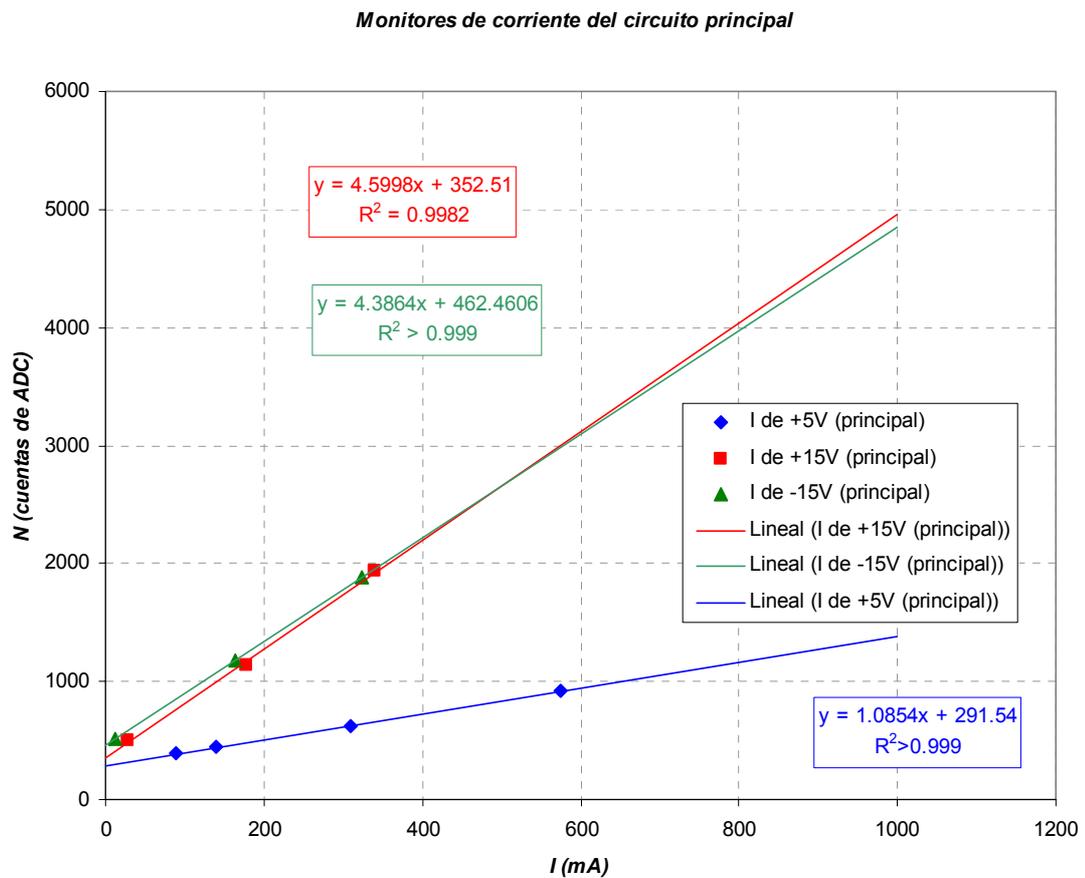


Figura 97. Función de transferencia de los monitores de corriente

6.5 Las prestaciones finales de GIADA.

Las prestaciones actuales de GIADA, en términos de la sensibilidad de los sensores, se calculan teniendo en cuenta los resultados obtenidos durante las calibraciones y los niveles de ruido medidos durante las pruebas funcionales. De hecho, el mínimo tamaño detectable por el GDS y el mínimo momento detectable por el sensor de impacto se establecen de acuerdo con el nivel de ruido medido por los dos sensores.

Las calibraciones realizadas por el equipo de GIADA para IS demuestran que la señal de salida es, prácticamente independiente de la composición química de las partículas irregulares, de manera que la relación entre el momento y el voltaje de

salida de uno de los sensores, el sensor A, es una función única. La Figura 98 muestra estas calibraciones tanto para el modelo de vuelo, PFM, como para el modelo de repuesto, FS.

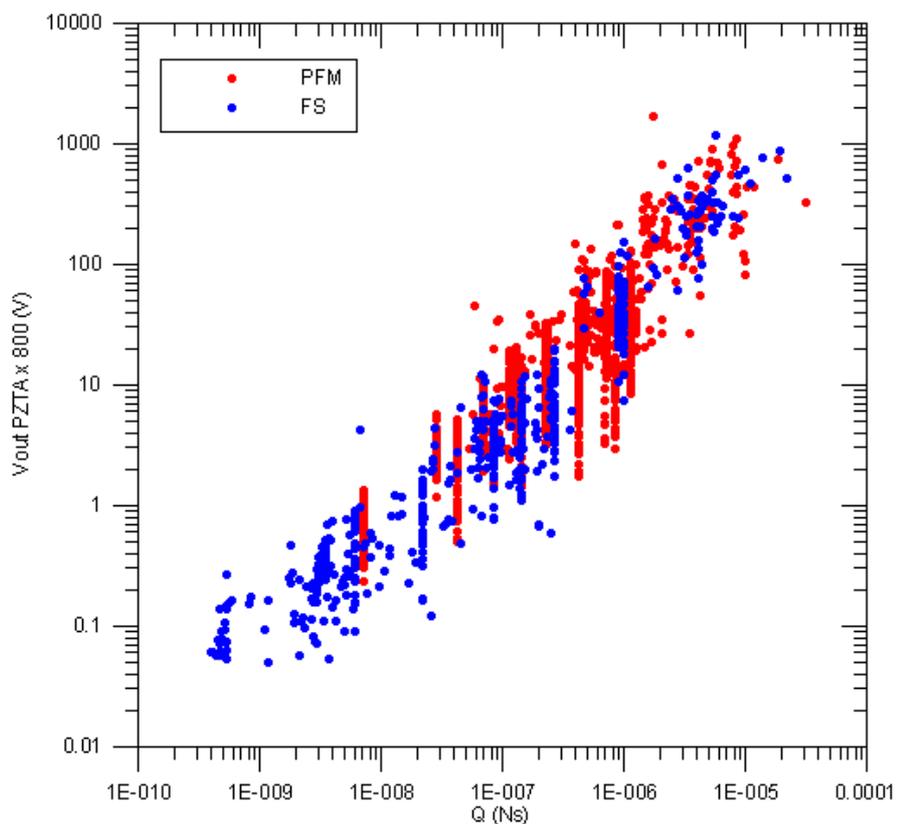


Figura 98. Calibración absoluta de IS.

Por el contrario, el mínimo tamaño detectable por el GDS viene determinado por la composición química de los granos, teniendo en cuenta que el principio de detección de las partículas está basado en los procesos de difusión de luz, y por tanto es dependiente de las propiedades ópticas del grano. La Figura 99 muestra las gráficas para partículas de nontronita, andesita y carbón. Esto implica que, en principio, se podría obtener alguna información sobre la composición química de los granos detectados por GDS, lo que constituye una información complementaria muy interesante a los objetivos científicos básicos del instrumento.

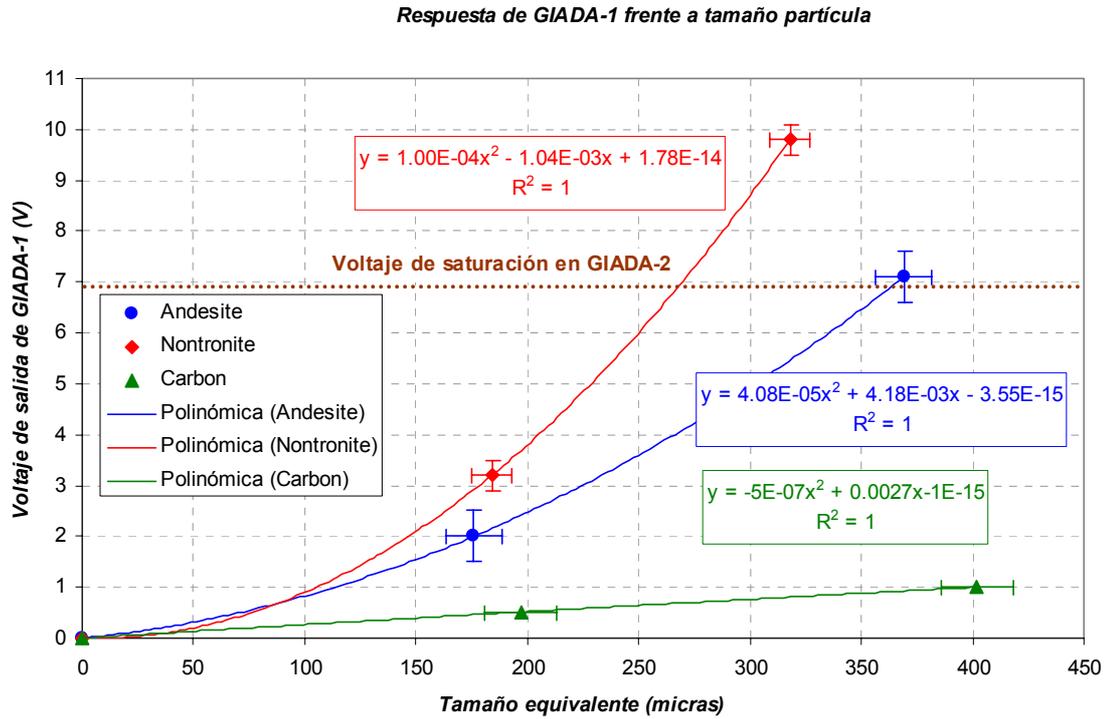


Figura 99. Respuesta de GIADA-1 a diferentes granos.

Para la microbalanzas, se comprobó mediante pruebas que la sensibilidad a los granos depositados está próxima al valor nominal, pero sólo cuando se deposita una película sobre los sensores. Un factor importante que se ha considerado es la eficiencia en la adherencia de los granos, que depende del tamaño y de la velocidad con la que impactan. La probabilidad de captura es muy alta (alrededor del 70%), para partículas micrométricas con velocidades hasta de 20 m/s, disminuyendo progresivamente para velocidades más altas.

Un resumen de las prestaciones finales se muestra en la Tabla 17. Dichos valores cumplen **COMPLETAMENTE** con las especificaciones de diseño del experimento (Colangeli y col., 2002).

Subsistema	Magnitud física	Mínimo	Máximo
GDS	Radio	$>15 \mu\text{m}^{(1)}$	$400-500 \mu\text{m}^{(1,2)}$
IS	Momento	$4 \times 10^{-10} \text{ N s}^{(3)}$	$4 \times 10^{-4} \text{ N s}^{(3)}$
MBS	Masa	$1 \times 10^{-10} \text{ g}^{(4)}$	$1 \times 10^{-4} \text{ g}^{(5)}$
GDS	Velocidad	1 m s^{-1}	$100 \text{ m s}^{-1}^{(6)}$

GDS+IS	Velocidad ⁽⁷⁾	1 m s ⁻¹	100 m s ⁻¹ ⁽⁶⁾
⁽¹⁾ Tamaño depende de la composición química	⁽⁵⁾ Límite de saturación		
⁽²⁾ Se detectan partículas mayores pero la señal está saturada.	⁽⁶⁾ Para detección de 3 pulsos de láser		
⁽³⁾ Para niveles de ruido de 30 mV y granos de forma irregular	⁽⁷⁾ Incertidumbre: 4%		
⁽⁴⁾ Límite de sensibilidad			

Tabla 17. Magnitudes físicas y límites de detección de GIADA

6.6 Los sensores de T de MCB de OSIRIS.

Existen dos sensores de temperatura del tipo AD590 para lecturas de temperaturas en la MCB. Las calibraciones se obtuvieron a partir de los datos dentro de la campana de termovacío en las instalaciones del INTA en Torrejón (Madrid) durante la campaña de enero del 2001.

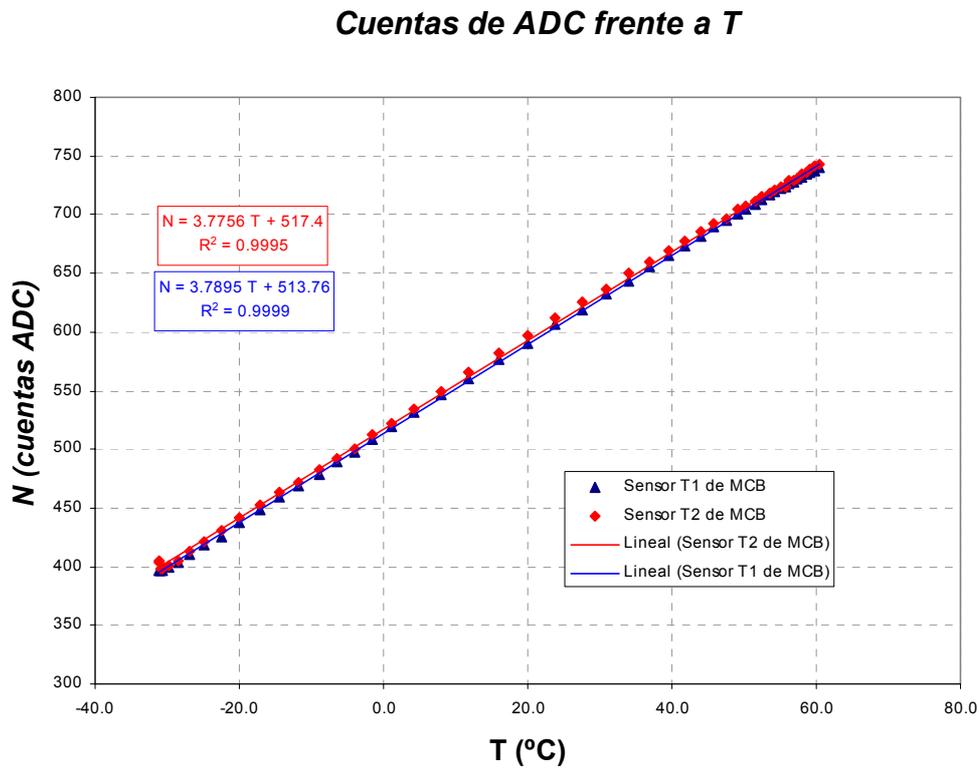


Figura 100. Calibración de sensores de T de MCB.

6.7 Pruebas.

6.7.1 Pruebas de Termovacío.

Como se dijo en el capítulo 4, los equipos son sometidos a una serie de pruebas que lo cualifican para su vuelo. Son las denominadas pruebas medioambientales. Una de ellas

es la denominada de termovacío, por la que se somete al equipo a una serie de ciclos de enfriamiento y calentamiento, efectuándole unas chequeos funcionales al final de cada ciclo. Como ejemplo, la Figura 101 muestra el test al que fue sometido la MCB y la Figura 102 muestra el aspecto de la tarjeta dentro de la campana de termovacío en las instalaciones del INTA. La tarjeta pasó de manera satisfactoria los ensayos sin que se apreciase ninguna anomalía en su funcionamiento. La presión era $< 10^{-5}$ mbar.

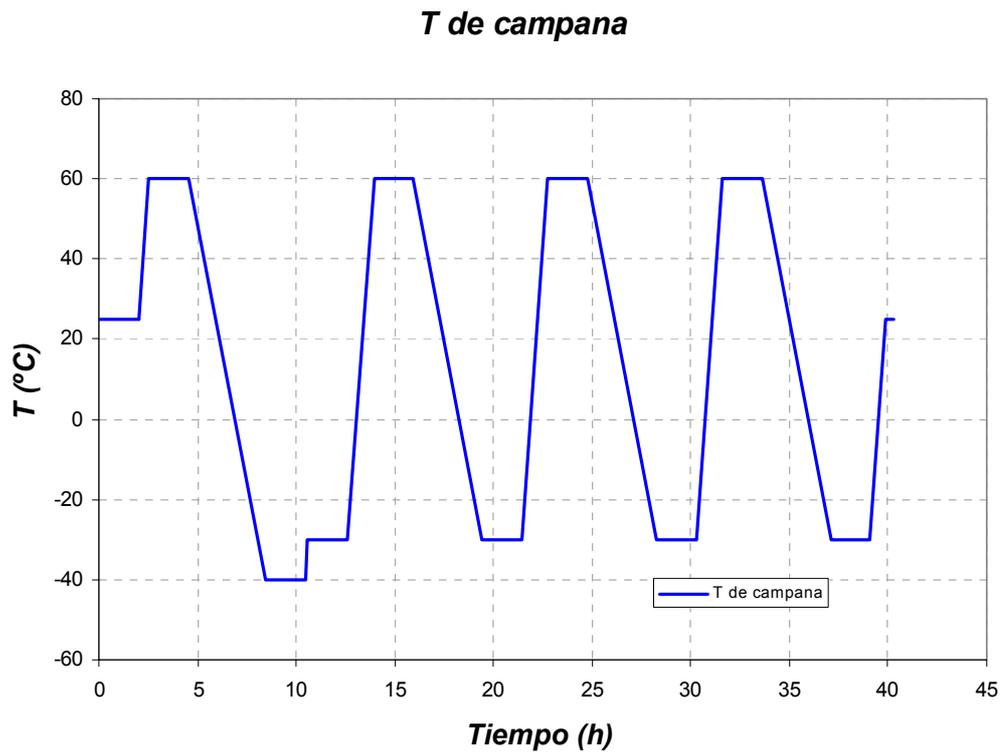


Figura 101. Ciclos de Termovacío de MCB.

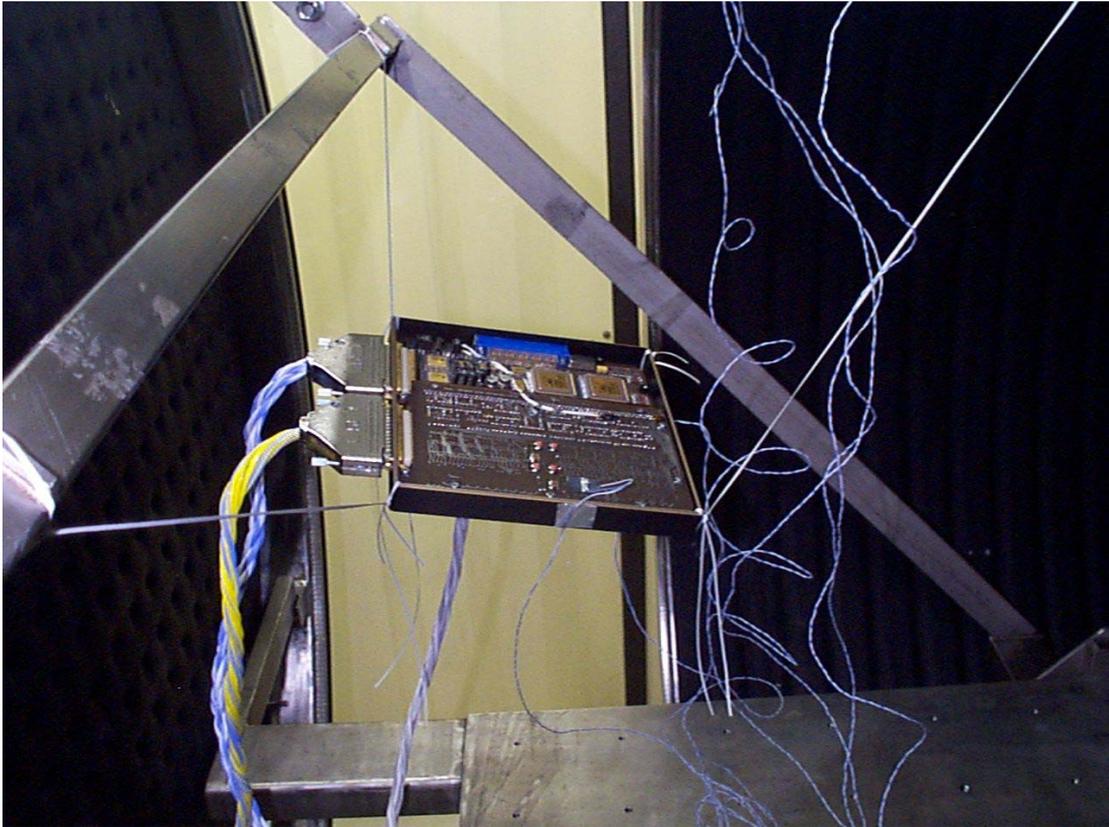


Figura 102. Aspecto de MCB dentro de la cámara de TVC.

6.7.2 Pruebas de Vibración.

Como se comentó en el capítulo 4, los instrumentos para el espacio se ven sometidos a una serie de vibraciones que pueden producir daños irreversibles en el mismo. Se necesita, por tanto, comprobar previamente si el diseño que se ha hecho es capaz de soportar tales vibraciones. Para ello se efectúan un conjunto de pruebas encaminadas a caracterizar desde el punto de vista mecánico un sistema o subsistema. Así podemos ver los resultados de las pruebas a las que se sometió el modelo de vuelo de la E-Box de OSIRIS en el año 2001 (Max Plank Institute für Aeronomie, 2001). El resumen de las frecuencias de resonancia se muestra en la Tabla 18:

Prueba de medición de frecuencia de resonancia		
Eje Z	Frecuencia de resonancia	Punto de medida
Antes de seno	349 Hz	MP7 Z
Después de seno	349 Hz	MP7 Z
Después de <i>random</i>	349 Hz	MP7 Z

Prueba de medición de frecuencia de resonancia		
Eje Y	Frecuencia de resonancia	Punto de medida
Antes de seno	496 Hz	MP4 Y
Después de seno	499 Hz	MP4 Y
Después de <i>random</i>	499 Hz	MP4 Y

Prueba de medición de frecuencia de resonancia		
Eje X	Frecuencia de resonancia	Punto de medida
Antes de seno	520 Hz	MP8 X
Después de seno	526 Hz	MP8 X
Después de <i>random</i>	490 Hz	MP8 X

Tabla 18. Resultado de las frecuencias de resonancia de los test de vibración

Se somete a cinco pruebas por eje: Un barrido de bajo nivel para averiguar las frecuencias de resonancia, una vibración senoidal, otro barrido, una vibración *random* y por último, un barrido. El resultado de estas pruebas mostró que la frecuencia de resonancia en el eje X se desplazó ligeramente después de la vibración *random*.

- Barrido a bajo nivel, en el que se hallan las frecuencias de resonancia. Los parámetros de esta prueba son:
 - Frecuencia: 5 – 2000 Hz
 - Aceleración: 0.2 g
 - 2 Oct/min barrido ascendente

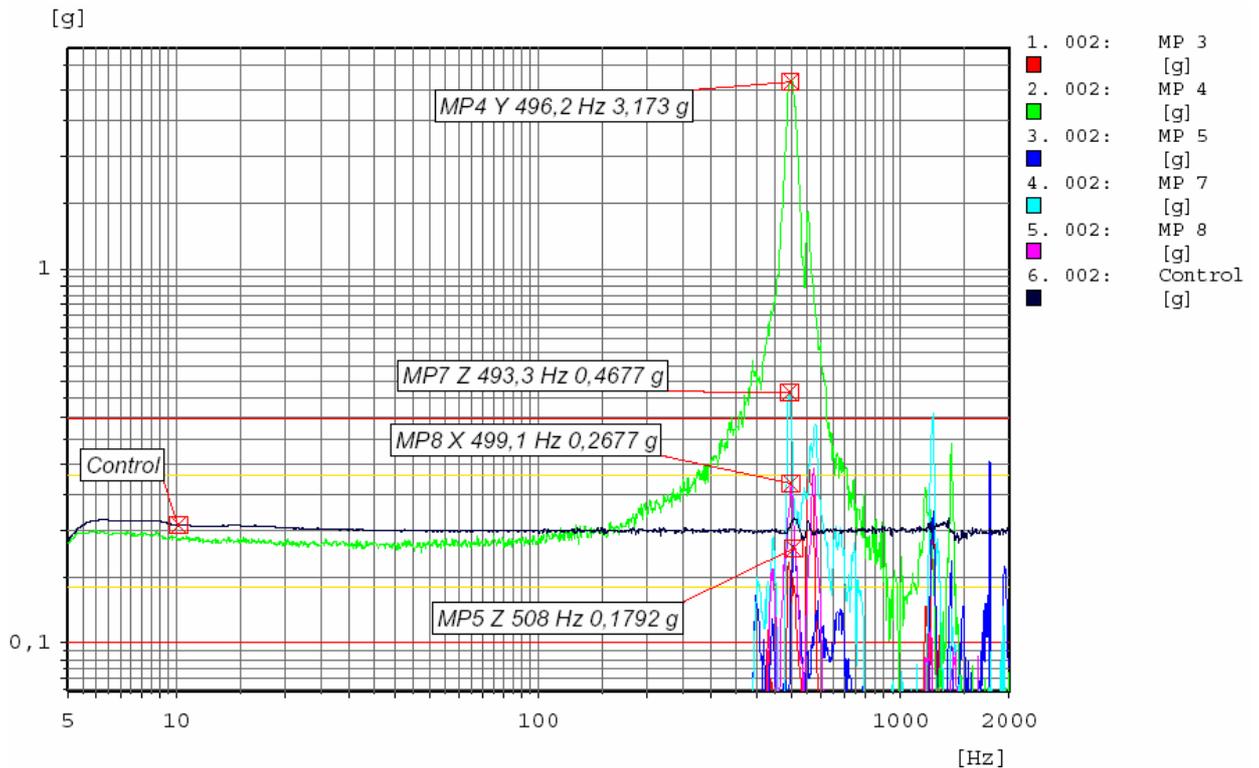


Figura 103. Barrido a bajo nivel en el eje Y.

La Figura 103 muestra la frecuencia de resonancia en el eje Y, situada en 496,2, que como se aprecia, presenta una aceleración muy superior a la de la prueba.

- Vibración seno.

Ejes	Frecuencia	Nivel
X,Y,Z	20-60 Hz	10 g
	60-75Hz	2 g
	75-85 Hz	Interpolación
	85 -100 Hz	0,2 g

Velocidad de barrido: 4 octavas/min barrido ascendente

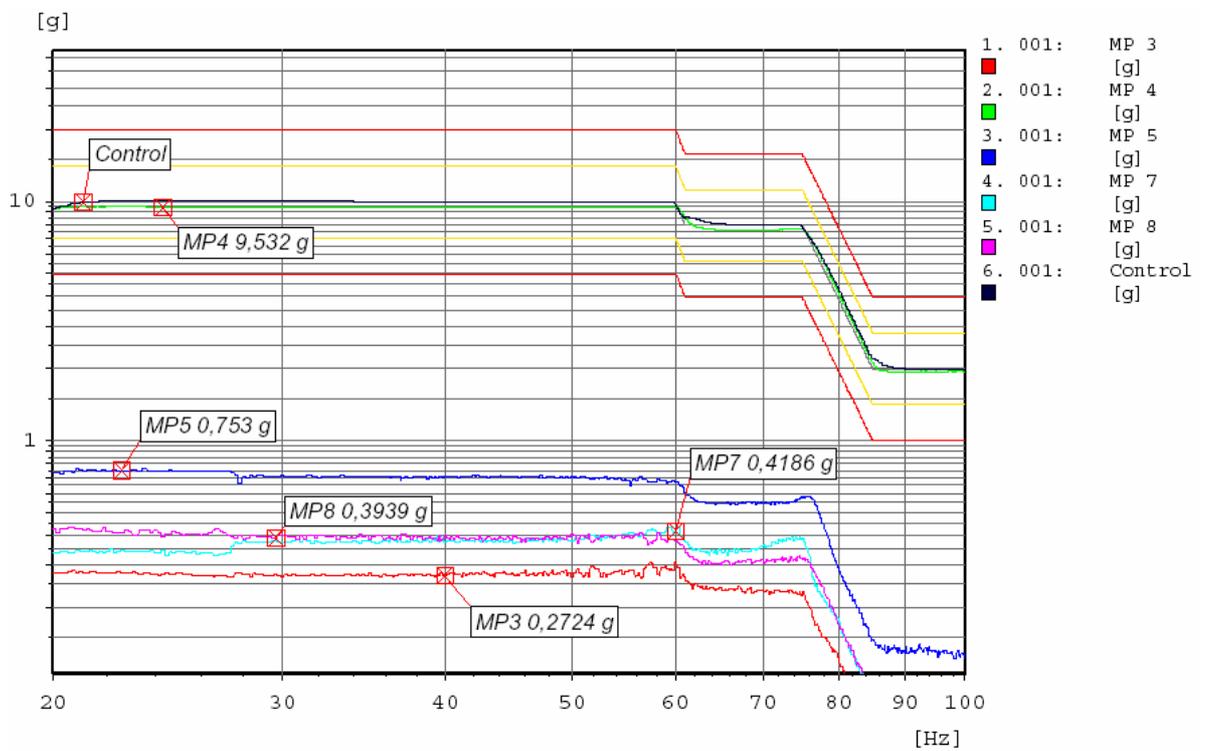


Figura 104. Vibración seno en el eje Y.

En esta figura, los acelerómetros orientados en el eje Y se mantienen dentro de los valores de la aceleración de la prueba.

- Vibración random.

Este tipo de pruebas está orientado a mostrar el comportamiento del dispositivo bajo pruebas en relación a un entorno lo mas realista posible en lo que a vibraciones se refiere.

Ejes	Frecuencia	Nivel	Unidades
X	20 -100 Hz	+2	dB/Oct
	100-200 Hz	0.165	g^2/Hz
	200-2000 Hz	-8	dB/Oct
Y	20 -100 Hz	+2	dB/Oct
	100-200 Hz	0.165	g^2/Hz
	200-2000 Hz	-8	dB/Oct
Z	20 -100 Hz	+3	dB/Oct
	100-170 Hz	0.390	g^2/Hz
	170-250 Hz	-20	dB/Oct
	200-2000 Hz	-5,15	dB/Oct

La gráfica representa el espectro de densidad de potencia (media cuadrática de las aceleraciones por cada longitud de onda) frente a la frecuencia. Se observa como en 426 Hz, en el eje Y, se supera la vibración generada por la prueba.

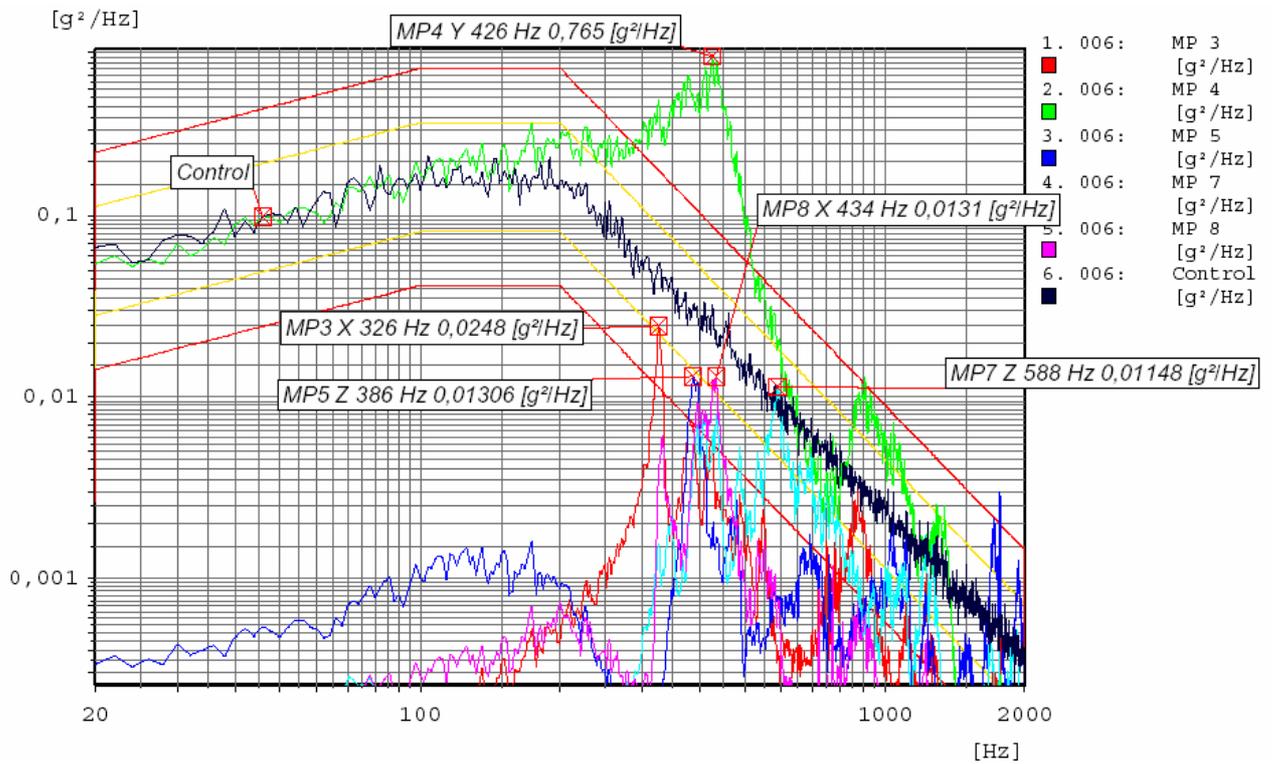


Figura 105. Vibración *random* en el eje Y.

La E-Box fue posteriormente sometida a una prueba funcional completa, sin que se observase ninguna anomalía. La posterior inspección demostró que no había sufrido ningún daño estructural.

6.7.3 Primeras pruebas de GIADA durante el vuelo.

Durante el 3 y 4 de abril de 2004, se efectuaron las primeras pruebas de encendido y funcionamiento del instrumento en vuelo. Estas pruebas demostrarían el correcto funcionamiento de todos los subsistemas después del lanzamiento y pasados unos meses de navegación. En el transcurso de las mismas se efectuaría la activación del *frangibolt*, que era una operación que entrañaba un cierto riesgo y que constituía una de las más delicadas de la misión de GIADA. Los principales objetivos de la prueba eran los siguientes:

- Encender el sistema principal de GIADA por primera vez en vuelo.
- Hacerlo funcionar en el modo Normal.
- Encender el sistema redundante de GIADA por primera vez en vuelo.
- Activar el *frangibolt* y liberar la cubierta.
- Abrir la cubierta por primera vez durante el vuelo.
- Realizar pruebas de funcionamiento en modo Normal del sistema redundante.
- Realizar una prueba de auto-interferencia en modo Normal.
- Calentar las microbalanzas.
- Cerrar la cubierta.
- Apagar el instrumento.

Además, se descargó un parche del programa contenido a bordo de la memoria principal de Rosetta.

El resultado fue completamente satisfactorio presentando en todos los casos los valores nominales que GIADA tenía durante sus pruebas en Tierra. La Figura 106 muestra el perfil de temperaturas del *frangibolt* durante la activación del mismo (Colangeli y col., 2004) .

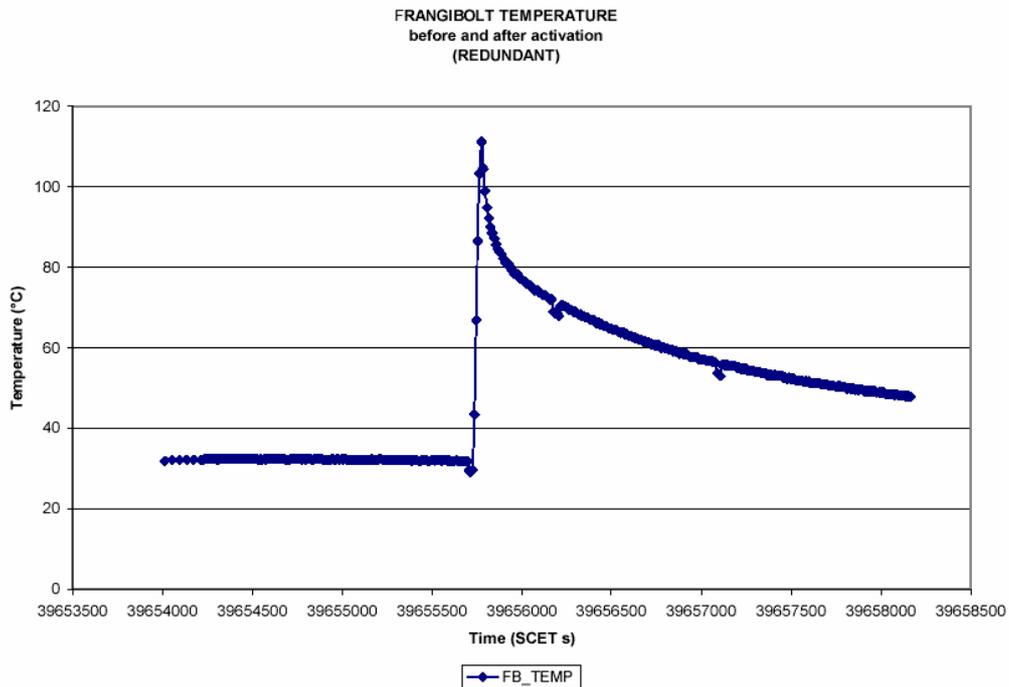


Figura 106. Perfil de temperaturas del *frangibolt* durante su activación.

La cubierta fue abierta de manera satisfactoria al segundo intento, ya que en el primero no se produjo la apertura completa. Posteriormente se ejecutaron varios ciclos de apertura y cierre con resultado plenamente satisfactorio. La Figura 107 y la Figura 108 muestran los dos primeros intentos de apertura de la cubierta, en la que se aprecian los *switches* fin de carrera que tiene la cubierta de GIADA.

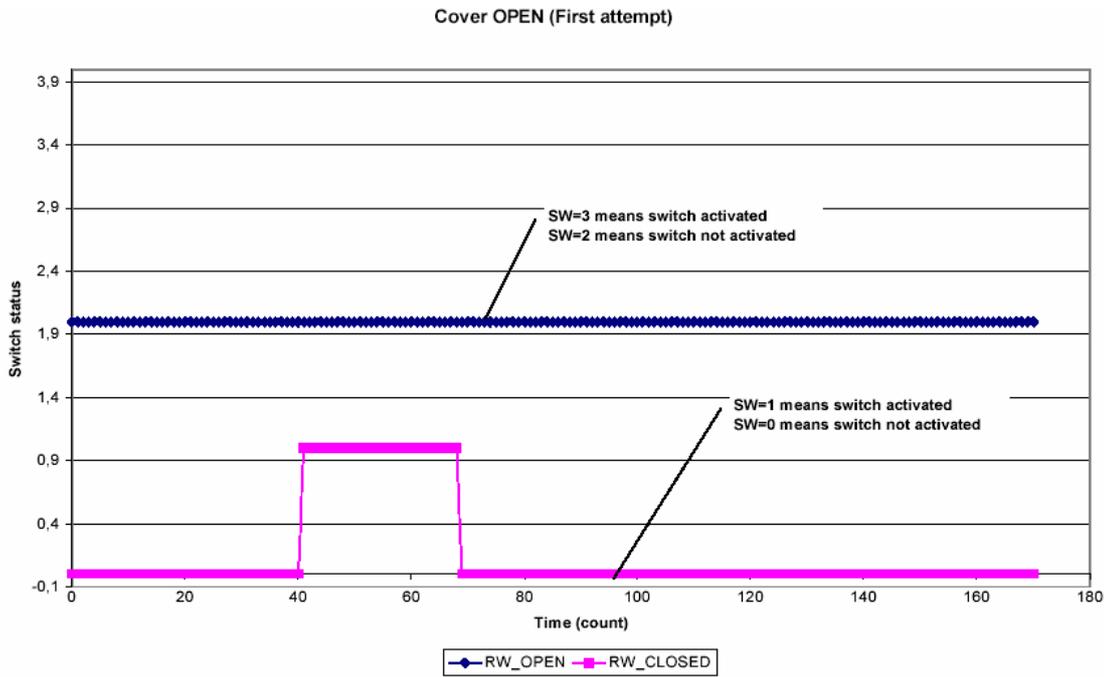


Figura 107. Primer intento de apertura de la cubierta.

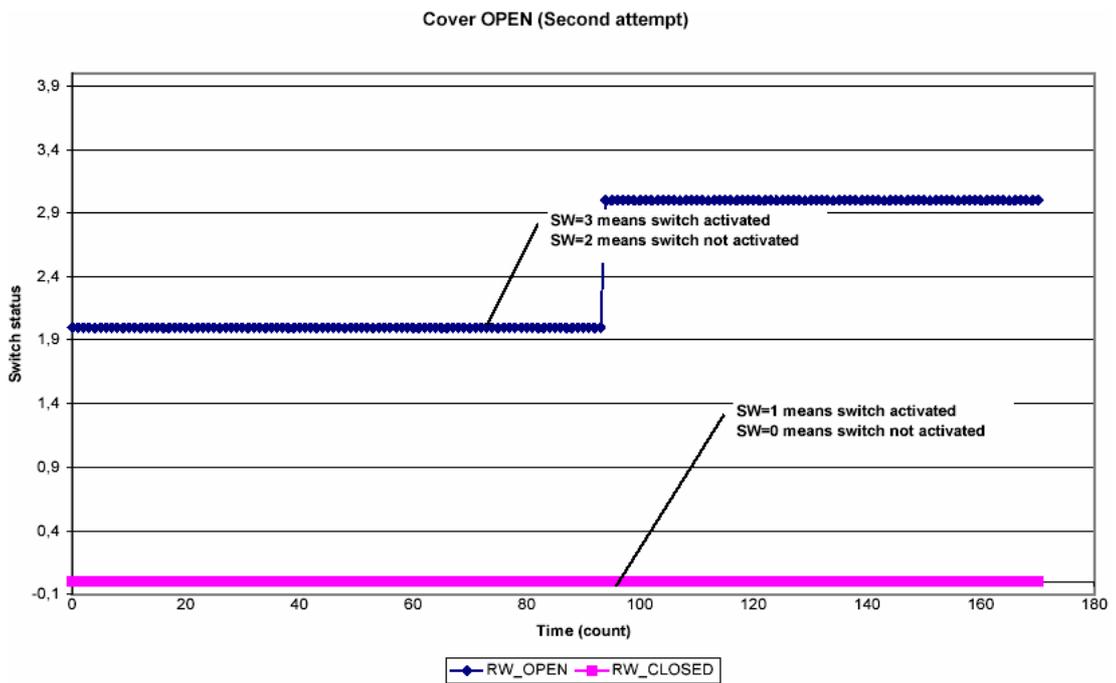


Figura 108. Segundo intento de apertura de la cubierta.

6.7.4 Primeras pruebas de la MCB en vuelo.

El 12 de marzo del 2004 se procedió al encendido y primeras pruebas de OSIRIS después del lanzamiento. La MCB fue encendida a las 00:23 con éxito. Se obtuvieron diversos conjuntos de datos correspondientes al *housekeeping*. También se procedió al encendido de motores y un movimiento de todas las ruedas de filtros de ambas cámaras, y bobinados principal y redundante. En todos los casos el resultado fue correcto. Posteriormente se procedió al desbloqueo de las cubiertas y su cierre. Primero fue la NAC y después la WAC, sin que se apreciase error alguno. Se colocaron en posición de crucero, que es distinta de la posición de lanzamiento. Estos fueron las pruebas a las que se sometieron los sistemas de la MCB en esta primera prueba.

Un mes y medio más tarde, el 25 de abril, se procedió al segundo encendido de OSIRIS. Tras comprobar un comportamiento correcto de todas las temperaturas y tensiones contenidas en el HK generado por la MCB, se procedió a la apertura de ambas cubiertas. Las dos se comportaron de manera nominal y la lectura de los detectores de posición mostró la correcta apertura. Se hacía una adquisición de HK cada 15 segundos. Se realizaron diversas pruebas de las ruedas de filtros y se procedió al cierre y apagado de los motores. Un perfil de las temperaturas registradas durante esta segunda sesión de pruebas se muestra en la Figura 109.

Pero quizás lo más importante de este segundo *commissioning* fue la obtención de las primeras imágenes por parte de ambas cámaras. Esto sucedió a las 03:49 del día 27 de abril. La primera imagen de la WAC se muestra en las Figura 110. Se continuaron las pruebas en las que se movieron repetidamente ambos sistemas de ruedas y ciclos de apertura y cierre de ambas cubiertas sin que se detectase ningún tipo de incidencias.

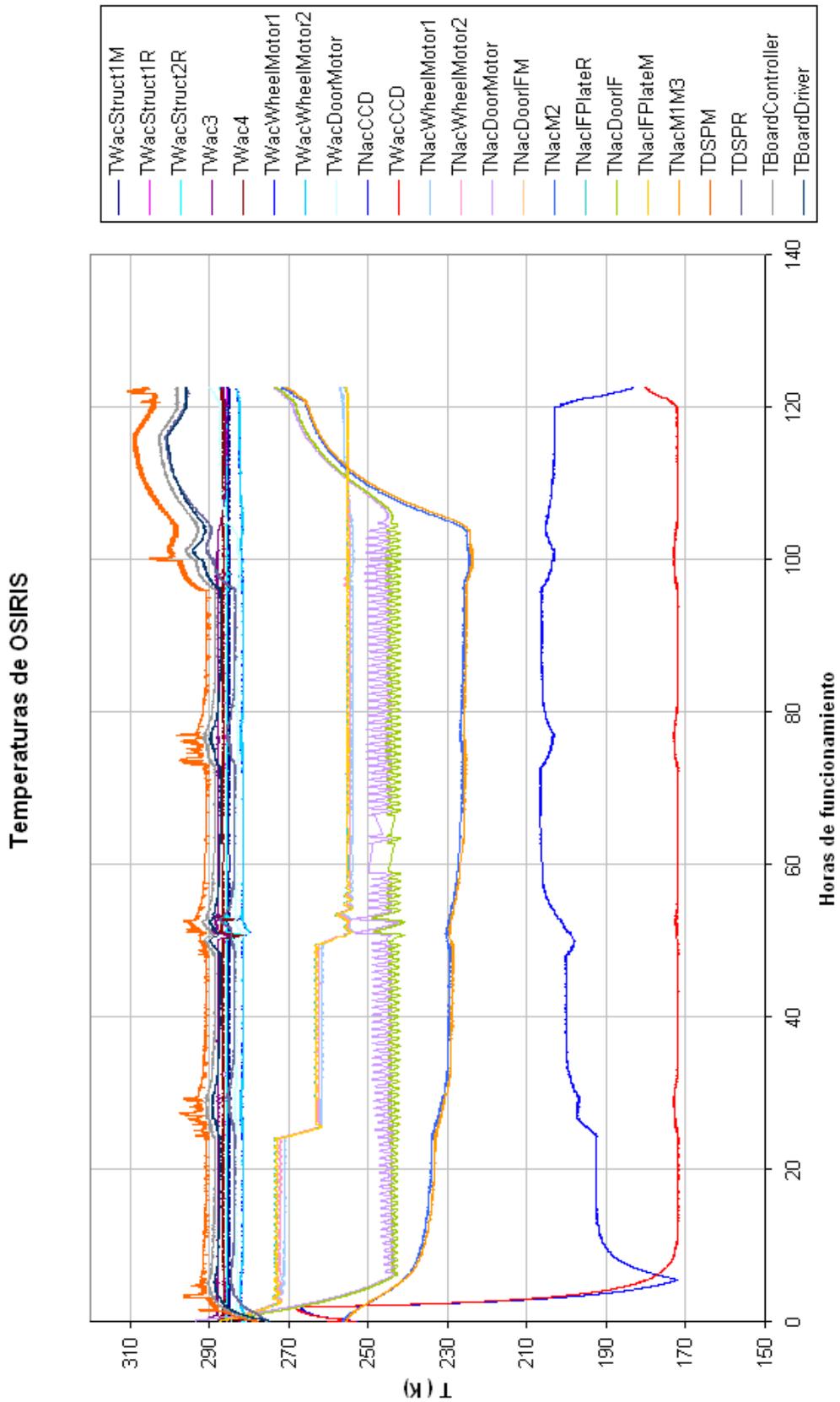


Figura 109. Temperaturas de HK obtenidas por MCB

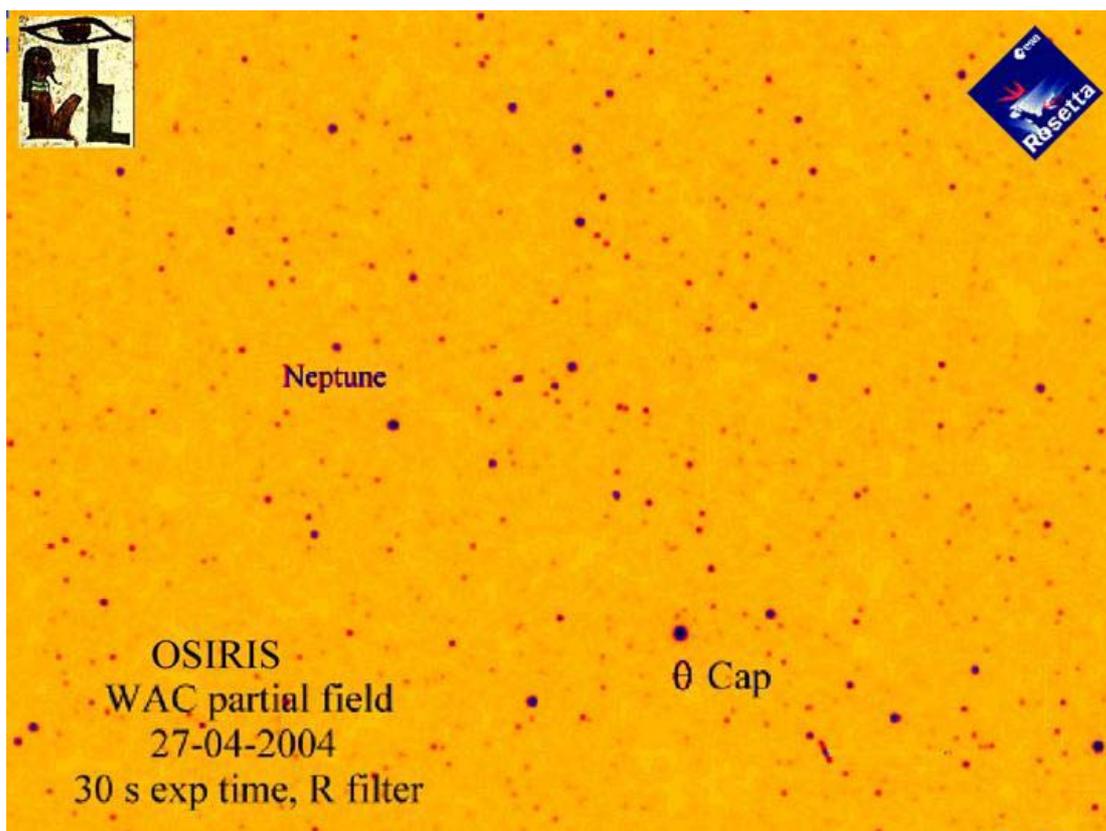


Figura 110. Primera imagen obtenida por la WAC en vuelo

Probablemente los resultados obtenidos por OSIRIS durante el encuentro del satélite *Deep Impact* con el cometa Tempel-1 el 4 de julio del 2005 constituyen el mejor ejemplo de un comportamiento correcto de la MCB y todos los subsistemas que controla. Hubo un continuo cambio de filtros durante 17 días sin que se observase anomalía alguna de la MCB. La Figura 111 muestra las imágenes obtenidas por la cámara NAC, con un filtro naranja (en 648 ± 43 nm). La escala de la imagen es de 1500 km/píxel. La señal procedente del cometa en esta longitud de onda es debida, predominantemente, a la radiación solar reflejada por el polvo del cometa (Küppers y col, 2005).

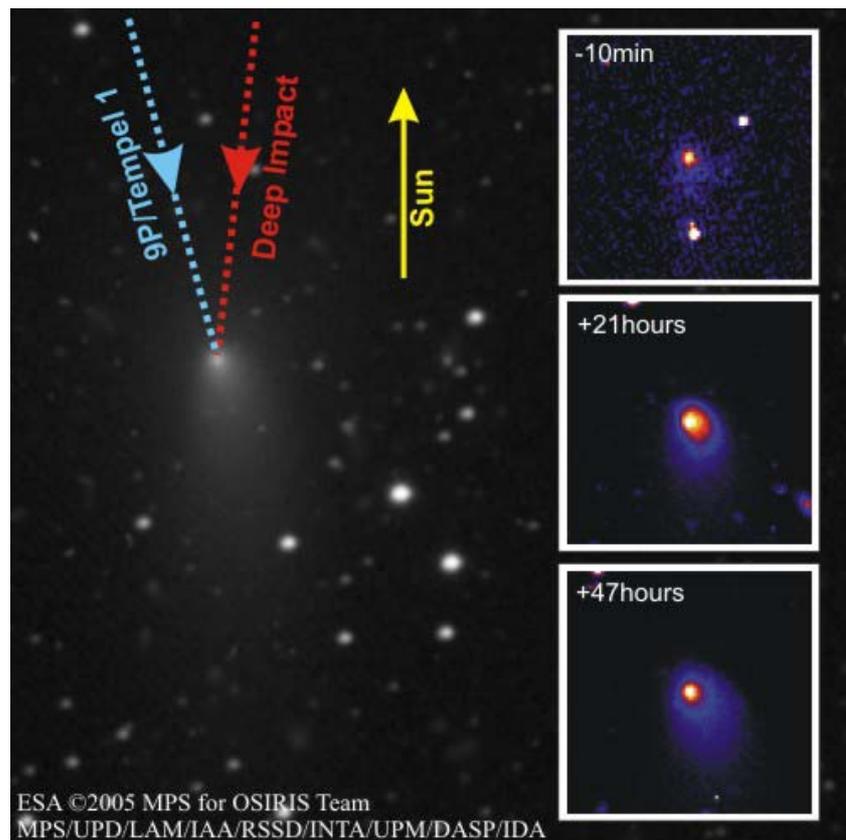


Figura 111. El cometa 9P/Tempel 1 visto desde la cámara NAC de OSIRIS

Una imagen muy espectacular de la nebulosa Orión tomada desde la cámara NAC se puede ver en la Figura 112 (Keller y col, 2006):



Figura 112. Imagen obtenida por la NAC de la nebulosa M42 Orión.

Conclusiones

En esta memoria se ha reflejado el trabajo correspondiente al diseño de sendos sistemas electrónicos para dos instrumentos que se encuentran operativos a bordo de una sonda espacial. Como ya se ha indicado, la metodología, los dispositivos e incluso la filosofía de trabajo son sustancialmente distintos de los utilizados en los equipos que operan en tierra.

Para el instrumento GIADA se ha descrito todo el diseño y construcción de la electrónica principal del mismo. Es un subsistema que alterna elementos muy consolidados para el espacio con otros mucho más novedosos. La introducción de FPGA en estos circuitos ha permitido la consecución de objetivos muy importantes dentro del espacio: la flexibilidad en el diseño manteniendo su misma arquitectura, el ahorro de espacio significativo y su correspondiente ahorro en el peso, que es uno de los mayores problemas que se tienen, y, por último, un importante ahorro de consumo de potencia, elemento este decisivo para los que implementan estos sistemas.

El diseño de circuitos impresos compatibles con la normativa de ESA, con la utilización de capas de protección unidas a capas de circuito flexible ha sido también un aspecto relevante del proceso. Han sido realizados para la electrónica principal de GIADA desde los prototipos hasta los modelos de vuelo.

Se ha construido dicha electrónica y se ha procedido a sus pruebas funcionales y operativas. En dichas pruebas se ha demostrado que el instrumento es un sistema robusto y fiable. La integración con el resto de electrónica, la de proximidad, no ha estado exenta de problemas, aunque muchos menos de lo que en realidad se puede esperar cuando se procede a la interconexión de elementos complejos. Salvados estos

inconvenientes, el instrumento ha demostrado su operatividad a lo largo de las pruebas en Tierra.

Las calibraciones efectuadas por el equipo de GIADA y los datos obtenidos han demostrado que este instrumento ha cumplido plenamente con las especificaciones y requerimientos científicos que se han impuesto a GIADA, por lo que se han cumplido los objetivos iniciales de su construcción. La operatividad durante el vuelo ha sido ya probada en los diferentes *commissioning* que se han realizado hasta el momento. Su funcionalidad final y su rendimiento científico deberán esperar unos años hasta que puedan ser completamente alcanzados.

Respecto al otro instrumento sobre el que trata esta memoria de tesis, el sistema MCB de OSIRIS, cabría destacar que se ha empleado un sistema completamente alejado de los tópicos de diseño espacial. Se han implementado funcionalidades casi de programación pero a niveles de circuitos *hardware*. Esto ha sido posible gracias al uso de una pareja de FPGA que se han distribuido las tareas. Aunque inicialmente el diseño iba basado en un microcontrolador, las especificaciones y requerimientos al sistema, indujeron a la utilización de un sistema más robusto, como el que al final se ha construido.

La funcionalidad de los controladores de motores paso a paso incluyendo unos modos especiales de funcionamiento difícilmente se podrían haber implementado utilizando dispositivos comerciales, en caso de que existieran en el mercado. La necesidad de generar rampas de aceleración y deceleración diferentes dentro de un movimiento le han conferido un carácter innovador y original a la implementación de este subsistema.

En la implementación de las FPGA de la MCB es dónde se ha hecho patente la necesidad de un control exhaustivo sobre las herramientas de diseño CAE empleadas. La optimización de la circuitería dentro de la FPGA no siempre se genera de acuerdo con los restrictivos requerimientos espaciales, sino que, como desgraciadamente se demostró, pueden llegar a producir efectos de mal funcionamiento, a pesar de que incluso las simulaciones no detectasen el error. De hecho hubo varios dispositivos que contenían el mismo código que no mostraban ese mal comportamiento.

Al igual que la electrónica de GIADA, la MCB de OSIRIS superó con éxito todas las pruebas que se le hicieron en tierra, cumpliendo completamente los requerimientos y especificaciones impuestos. También superó con éxito completo los *commissioning* realizados hasta el momento.

A diferencia de GIADA, OSIRIS sí ha podido demostrar plenamente su funcionalidad en vuelo. Esto ha sucedido durante el encuentro de la sonda Deep Impact con el cometa 9P/Tempel 1. Durante varias semanas el instrumento estuvo captando imágenes de manera constante, lo que hizo que el sistema MCB estuviera a pleno rendimiento durante ese periodo, en el que no se detectó ningún fallo por parte de este subsistema. Este es el mejor indicativo de la fiabilidad del mismo.

Por último me gustaría destacar un aspecto importante que aporta este trabajo. Ese es el de haber proporcionado una gran experiencia para nuevos desarrollos de electrónica enfocada a instrumentación espacial. De hecho el IAA se haya inmerso en nuevos proyectos en los que se pretende dar un nuevo salto en la utilización de dispositivos programables. Así, actualmente forma parte de los consorcios para el desarrollo de electrónica de instrumentos tales como un altímetro láser denominado BELA, que será lanzado en la sonda BEPI-COLOMBO con destino al planeta Mercurio; o el instrumento MEDUSA de la sonda EXOMARS con destino a Marte, que es un medidor de polvo basado en una buena parte de la experiencia obtenida con GIADA. O el instrumento VIM para la sonda SOLAR-ORBITER, que es un magnetómetro en el rango del visible, que pretende introducir complejísimo algoritmos de cálculo en tiempo real con las restricciones espaciales.

Bibliografía

- ACTEL. *A power – On Reset (POR) circuit for Actel Devices*. Application Note. 1997.
- AGILENT TECHNOLOGIES. *Common-mode noise:Source and Solutions*. Application Note 1043. 2002
- AGILENT TECHNOLOGIES. *Hermetically sealed, Low I_b , Wide V_{ce} , High gain optocouplers*. Technical Data. 1999.
- ANALOG DEVICES. *AD574 Data Sheet*. 1988
- BÜTTNER. I. and OSIRIS TEAM (incluye A. LÓPEZ) . *Low Level software interface between MCB and DPU. RO-RIS-MPAE-ID-009/2-Iss 2 Rev –*. 1999
- BALSIGER, H. et al. “Rosetta Orbiter Spectrometer for Ion and Neutral Analysis-ROSINA”. *Advances in Space Research*. 1998, vol 21, Issue 11, p. 1527-1535.
- BARBIN, Y. et al. “The CONSERT instrument for the Rosetta mission”. *Advances in Space Research*. 1999, vol 24, Issue 9, p. 1115-1126.
- BARTH, J.L.;DYER, C.S.; STASSINOPOULOS, E.G. “Space, atmospheric and terrestrial radiation environments”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 2003, vol. 50, N° 3, p. 466-482
- BIELE, J. “The experiments on board Rosetta Lander”. *Earth, Moon and Planets*. 2002, vol 90, p 445-458.
- BIELE, J. et al. “Current status and scientific capabilities of the Rosetta lander payload”. *Advances in Space Research*. 2002, vol 29, Issue 8, p. 1199-1208.
- BUSSOLETTI, F.et al. (incluye A.C. LÓPEZ JIMÉNEZ). “The Giada experiment for Rosetta mission to comet 46/p Wirtanen: design and Performances”. *Advances in Space Research*. 1999, vol 24, Issue 9, p. 1139-1148.
- CARRETERO, A. y col. *Specification for the filter wheel. RO-RIS-INTA-SP003-2*. 2000.
- CASTRO MARÍN, J.M. et al. (incluye LÓPEZ JIMÉNEZ, A.C.). *Detailed requirements for the Osiris MCB. RIS-IAA-SP-001-2-a*. 2002

- CASTRO MARÍN, J.M. et al. (incluye LÓPEZ JIMÉNEZ, A.C.). “Mechanism controller system for the optical spectroscopic and infrared remote imaging system instrument on board the Rosetta space mission”. *Review of Scientific Instruments*. 2001, vol. 72, N° 5, p. 2423-2427
- CHUGG, A.M. “Ionising radiation effects: a vital issue for semiconductors electronics”. *Engineering Science and educational journal*. 1994. June. p. 123-130.
- CLARK, T.L. et al. *Marshall space flight center electromagnetic compatibility design and interference control (MEDIC) Handbook*. NASA Reference Publications 1368. 1995. Disponible en <see.msfc.nasa.gov>
- COLANGELI, L. *Scientific performance report on Giada. RO-GIA-OACUPA-RP038*. 2002.
- COLANGELI, L. et al (incluye A.C. LÓPEZ JIMÉNEZ). *Notes on FS CAL in OG. RO-GIA-OACUPA-MN092*. 2002. a.
- COLANGELI, L. et al. (incluye A. LÓPEZ). *Notes on FS CAL in OG. RO-GIA-OACUPA-MN092*. 2002. b.
- COLANGELI, L. et al. *Report on GIADA behaviour during ROSETTA commissioning, April-October 2004. RP-GIA-OACUPA-075.Issue 1*. 2004
- CORADINI, A. et al. “VIRTIS: an imaging spectrometer of the Rosetta mission”. *Planetary Space Science*, 1998, vol 46, Issue 9/10 ,p 1291-1304.
- CORADINI, A. et al.” VIRTIS: The imaging spectrometer of the Rosetta mission”. *Advances in Space Research*. 1999, vol 24, Issue 9, p. 1095-1104.
- CRONQUIST, B. et al. *Modifications of COTS FPGA devices for Space applications*. MAPLD98. Disponible en <klabs.org>
- CROVISIER, J. and ENCRENAZ, T. *Comet Science The Study of Remnants from the Birth of the Solar System*. Cambridge: Cambridge University Press, 2000. ISBN 0 5212 64591 3.
- DEPARTAMENT OF DEFENSE- USA. *Electronic reliability design handbook. MIL-HDBK-338b*. 1998
- DUZELLIER, S. “Radiation effects on electronic devices in space”. *Aerospace Science and Technology*.2005. vol 9, p 93-99.
- ESA. *67P/ Churyumov-Gerasimenko*.2003. Disponible en < www.sci.esa.int>.
- ESA *Two asteroid fly-bys for Rosetta*. 2004. Disponible en < www.sci.esa.int>.
- ESA. *Science and Technology. Rosetta*. 2005. Disponible en < rosetta.esa.int >.
- ESPOSITO, F. et al. (incluye INTERNATIONAL GIADA TEAM). “Physical aspect of an “impact Sensor” for the detection of cometary dust momentum onboard the Rosetta space mission”. *Advances in Space Research*. 2002, vol 29, Issue 8, p. 1547-1556, p. 1159-1163.

- FORTESCUE, P., STARK, J and SWINERD, G. (Eds.). *Spacecraft Systems Engineering*. 3ª Edición. West Sussex: John Wiley and Sons, Ltd. 2003. ISBN 0-471-61951-5.
- GIADA TEAM (incluye A.C. López Jiménez). *Experiment Interface Document B-EIDB, issued 2-d*, 2001.
- HAMMING, R.W. "Error detecting and error correcting codes". *The Bell system technical journal*. 1950, Vol. XXVI, N° 2, p. 147-160
- HSIAO, M. Y. "A Class of optimal minimum odd-weight-column SEC-DED codes". *IBM Journal of research and development*. 1950., vol. 14, N° 4, p. 395-401
- INTERPOINT. *EMI Conducted Interference. Application Note*. 2004.
- INTERPOINT. *EMI Input Filter FMSA-461 datasheet*. 1999.
- JPL. *Stardust. NASA's comet sample return mission*. 2003. Disponible en <stardust.jpl.nasa.gov/>
- JPL. *Deep Impact*. 2005. Disponible en <deepimpact.jpl.nasa.gov>
- KATZ, R. et al. "Radiation effects on current field programmable technologies". *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1997. vol. 44, N° 6, p. 1945-1956.
- KATZ, R.;BARTO, R.; ERICKSON, K. *Logic design pathology and Space flight electronics*. MAPLD 99. 1999. Disponible en <klabs.org>.
- KATZ, R. et al. "The Impact of Software and CAE Tools on SEU in Field Programmable Gate Arrays". *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1999, vol. 46, N° 6, p. 1461-1468.
- KELLER, H.U. et al. "Deep Impact Observations by OSIRIS Onboard the Rosetta Spacecraft". *Science*. 2005, vol. 310, p. 281-283.
- KELLER, H.U. et al. (incluye A.C. LÓPEZ JIMÉNEZ). "OSIRIS- The Optical, Spectroscopic and Infrared Remote Imaging System". *Space Science Reviews*. En prensa.
- KIDGER, M.R. "Dust production and coma morphology of 67P/Churyumov-Gerasimenko during the 2002-2003 apparition". *Astronomy and Astrophysics*. 2003, vol 408, p. 767-774.
- KOSCHNY, D. *Osiris, Command and data interface between the MCB and the DPU (Hardware)*. RO-RIS-SSD-ID004 Iss 3 Rev A. 1999
- KROLIKOWSKA, M. "67P/Churyumov-Gerasimenko- Potential target for the Rosetta mission". *Acta Astronomica*, 2003, vol 53, p. 195-209.
- KÜPPERS, M. et al. "A large dust/ice ratio in the nucleus of comet 9P/Tempel 1". *Nature*, 2005, vol 437, p. 987-990.
- LABEL, K.A and GATES, M.M. "Single event effects mitigation from a system perspective". *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 1996, vol. 43, N° 2, p. 654-660

- LCON. *COSIMA (COmetary Secondary Ion Mass Analyzer)*. 2002. Disponible en <www.lcon.tuwien.ac.at/cosima/cos_rosetta.htm>.
- LEE, Y. et al. "Plasma interface unit –The common heart for the Rosetta Plasma Consortium". *Geophysical Research Abstracts*. 2003. vol 5.
- MANGERET, R. et al. "Effects of Material and/or Structure on Shielding of Electronic Devices". *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 1996, vol. 43, N° 6, p. 2665-2670
- MAX PLANK INSTITUTE FÜR AERONOMIE. *Vibration Test report of the Osiris FM E-Box. RO-RIS_MPAE-RP-097 Iss 1*, 2001
- MAZZOTTA, E. et al. "The grain detection system for the Giada instrument: Design and expected performances". *Advances in Space Research*. 2002, vol 29, Issue 8, p. 1547-1556, p. 1165-1169.
- MIRO TEAM. *The MIRO instrument*. 2000. Disponible en <www.jpl.nasa.gov>
- NASA. *Electrical grounding architecture: design guidelines for unnamed spacecraft*. NASA Technical Handbook NASA-HDBK-4001. 1998.
- NASA. *Deep Impact: First look inside a comet!* 2004. Disponible en <deepimpact.jpl.nasa.gov>.
- NSSDC. *RSI (the Rosetta orbiter Radio Science investigations)*. 2001. Disponible en <nssdc.gsfc.nasa.gov/>.
- OSIRIS TEAM (incluye A.C. LÓPEZ JIMÉNEZ). *OSIRIS User manual RO-RIS-MPAE-SP-025-Iss 1 rev1*. 2002.
- OSIRIS TEAM (incluye A.C. LÓPEZ JIMÉNEZ). *OSIRIS EIDB RO-EST-RS-3016/EIDB-Issue 2- rev 0*. 2001.
- PEASE, R., JOHNSTON, A.H. and AZAREWICZ, J.L. "Radiation Testing of semiconductor device for Space Electronics". *Proceedings of the IEEE*. 1988. vol 76, N° 11, p. 1510-1526.
- *Planetary missions*. 2003. Disponible en <<http://nssdc.gsfc.nasa.gov/planetary/>>
- RASMUSSEN, R.D. "Spacecraft Electronics Design for radiation Tolerance". *Proceedings of the IEEE*. 1988. vol 76, N° 11, p. 15127-1537.
- RIEDLER, W. et al. "The MIDAS experiment for the Rosetta mission". *Advances in Space Research*. 1998, vol 21, Issue 11, p. 1547-1556.
- ROSETTA PAYLOAD SYSTEM TEAM. *Experiment Interface Document Part A*. 2000.
- SCHWEHM, G. and SCHULZ, R. "Rosetta goes to comet Wirtanen". *Space Science Reviews*. 1999, vol 90, p. 313-319.
- SCHULZ, R and SCHWEHM, G. "Coma composition and evolution of Rosetta target comet 46P/Wirtanen". *Space Science Reviews*. 1999, vol 90, p. 321-328.
- *Sondas espaciales*. 2003. Disponible en www.sondasespaciales.com

- STEINBERG, D.S. *Vibration Analysis for electronic equipment- 3^a Ed.* Nueva York: John Wiley and Sons, Inc. 2000. ISBN:0-471-37685-X
- STERN, S.A et al. "ALICE – An Ultraviolet imaging spectrometer for the Rosetta orbiter". *Advances in Space Research*. 1998, vol 21, Issue 11, p. 1517-1525.
- THOMAS, N. *OSIRIS, Requirement and specification document. RIS-MPAE-SP-010-Draft*. 1999.
- THOMAS, N. et al. "OSIRIS – the optical, spectroscopic and infrared remote imaging system for the Rosetta orbiter". *Advances in Space Research*. 1998, vol 21, Issue 11, p. 1505-1515.
- TROTIGNON, J.G. et al. "The Rosetta Plasma Consortium: Technical Realization and Scientific aims". *Advances in Space Research*. 1999, vol 24, Issue 9, p. 1149-1158.
- VERGARA, S. y consorcio GIADA (Incluye A. LÓPEZ). *GIADA Main electronic functional description. RO-GIA-RS-013 Issue 1*. 2000.
- VERGARA, S. y consorcio GIADA (Incluye A. LÓPEZ). *GIADA Main electronic requirements. RO-GIA-RS-012 Issue 1*. 1999.
- WANG, J.J. et al. "RAD-Hard/Hi-rel FPGA". *Third ESA electronic components conference*. 1997. Disponible en <klabs.org/richcontent/Papers>.
- WIRE. *Wire mishap investigation Board report*. 1999. Disponible en <klabs.org/richcontent>

Acrónimos y abreviaturas

AC. Alternate Current.

A/D. Analog to Digital.

ADC. Analog to Digital Converter.

CCD. Coupled Charge Device.

CPU. Central Processing Unit.

CRB. Camera Readout Board.

CRC. Cyclic Redundancy Check.

D/A. Digital to Analog.

DC. Direct Current.

DPU. Data Processing Unit.

DSN. Deep Space Network.

DSP. Digital Signal Processor.

EDAC. Error Detection and Correction.

EEPROM. Electrically Erasable Programmable Read Only Memory.

EGSE. *Electronic Ground Support Equipment.*

EMI. *ElectroMagnetic Interference.*

ESA. *European Space Agency.*

FB. *FrangiBolt.*

FIFO. *First In First Out.*

FPGA. *Field-Programmable Gate Array.*

FWHM. *Full Width at Half Maximum*

FWM. *Filter Wheel Mechanism.*

GDS. *Grain Detection System.*

GIADA . *Grain Impact Analyser and Dust Accumulator.*

HDL. *Hardware Description Language.*

HK. *HouseKeeping.*

IAA. *Instituto de Astrofísica de Andalucía.*

INTA. *Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial.*

IRQ. *Interrupt ReQuest.*

IS. *Impact Sensor.*

IUN/OAC. *Istituto Universitario Navale/Oservatorio Astronomico di C DPU. Data Processing Unit apodimonte.*

JFET. *Junction Field-Effect Transistor.*

LET. *Linear Energy Transfer*

MBS. *MicroBalances System.*

MCB. *Mechanism Controller Board.*

MOSFET. *Metal Oxide Semiconductor Field Effects Transistor*

MPS. *Max-Planck-Institut für Sonnensystemforschung* (ex MP Ae)

NAC. *Narrow Angle Camera*.

NASA. *National Aeronautics and Space Administration*.

NMI. *Non-Maskable Interrupt*.

NTC. *Negative Temperature Coefficient*.

OSIRIS. *Optical, Spectroscopic and InfraRed Imaging System*.

OTP. *One Time Programmable*.

POR. *Power-On Reset*.

PS/DPU. *Power Supply/Data Processing Unit*.

PTC. *Positive Temperature Coefficient*.

PZT. *PieZoelectric Transducer*.

RTD. *Resistance Temperature Detector*.

RAM. *Random Access Memory*.

ROM. *Read Only Memory*.

SEE. *Single Event Effect*.

SEU. *Single Event Upset*

SOI. *Silicon On Insulator*.

SRAM. *Synchronous Random Access Memory*.

TC. *Telecomando*

TID. *Total Ionisation Dose*.

TM. *Telemetría*.

TMR. *Triple Module Redundancy.*

TTL. *Transistor Transistor Logic.*

TU. *Tiempo Universal*

TUC. *Tiempo Universal Coordinado*

TX/RX . *Transmisión y Recepción.*

UA. *Unidad Astronómica*

UMA. *Unidad de Masa Atómica.*

UV. *Ultra Violeta.*

VHDL. *Very high speed integrated circuit Hardware Description Language.*

WAC. *Wide Angle Camera.*

Apéndice A: Principales requerimientos a GIADA2.

Requerimientos científicos.

(Requerimiento A-1) GIADA debe medir el momento y la velocidad de las partículas incidentes en la dirección Z+ (dentro de un ángulo de incidencia definido) y la velocidad de deposición en la dirección +Z y otras cuatro direcciones.

Requerimientos al GDS

(Requerimiento A-2 y A-3) El GDS debe ser sensible a partículas individuales mayores de 10 μm de diámetro y más lentas que 130 m/s.

(Requerimiento A-4) El GDS también debe ser capaz de medir la intensidad de la luz difusa dentro del 50% de incertidumbre y proporcionar estimaciones de la velocidad de la partícula.

(Requerimiento A-5) El área que cubre el GDS debe garantizar un número estadísticamente significativo de sucesos durante la misión, de acuerdo con el flujo de partículas esperado.

Requerimientos al IS

(Requerimiento A-6 y A-7) El límite de detección nominal es de 4×10^{-10} Ns. El rango dinámico de la electrónica debe ser de 6 décadas, con un máximo de momento detectable de 4×10^{-4} Ns.

(Requerimiento A-8) La medida del momento tiene una incertidumbre en la medida del 6.5% debido al desconocimiento del ángulo de incidencia.

(*Requerimiento A-9*) El área de recogida del IS tiene que garantizar un número estadísticamente significativa de sucesos durante la misión, de acuerdo con el flujo de partículas esperado (Vol I del EID-B).

Requerimientos al GDS-IS

(*Requerimiento A-10 y A-11*) Los dos subsistemas acoplados serán capaces de proporcionar una medida de las partículas tan rápidas como 100 ms^{-1} y con una incertidumbre del 4%. La medida de la velocidad tiene una incertidumbre en la medida del 6.5% debido al desconocimiento del ángulo de incidencia.

Requerimientos al MBS

(*Requerimiento A-12*) La sensibilidad de las microbalanzas deberá ser alrededor de $10^{-9} \text{ g/cm}^2 \text{ Hz}$. Una saturación de masas del orden de 10^{-4} g es aceptable.

Requerimientos operativos a GIADA2

Requerimientos de masa y consumo

(*Requerimiento A-13*) La optimización y la reducción, si fuera posible, de masa en el diseño es un factor determinante del mismo. La asignación de masa que tiene GIADA2 es de 2260+95 g, incluyendo el cableado.

(*Requerimiento A-14*) La optimización del consumo eléctrico y su reducción, si fuera posible, se considera como un factor determinante en el diseño. El consumo de GIADA es de 20.7 W como máximo.

Cubierta y actuadores

Cubierta

(*Requerimiento A-15, A16 y A-17*) Con objeto de preservar al instrumento tanto de contaminación como de problemas térmicos se incluye una cubierta para el mismo. Esta cubierta se activa mediante un motor paso a paso de dos fases y con bobinado redundante. GIADA2 es la encargada de proporcionar las señales a dicho motor. El voltaje está comprendido entre 0V y $+15\text{V} \pm 10\%$. La corriente máxima es de 0.7 A por bobina

(Requerimiento **A-18** y **A-19**) Existen dos sensores de fin de carrera, del tipo *reed switch*, con objeto del sensado del movimiento de la cubierta. Estos dos sensores no estarán situados justo en el límite para evitar efectos de magnetización. Estos sensores deberán ser leídos antes de ejecutar cualquier tipo de movimiento. Y no serán determinantes para anular el mismo, aunque determinarán el aumento en el número de pasos a dar por el motor en caso de error en la lectura de los mismos.

(Requerimiento **A-20**) La cadena principal es la encargada de controlar el bobinado principal del motor y la cadena redundante, el bobinado correspondiente.

(Requerimiento **A-21**) La velocidad del motor es constante, sin rampas de aceleración ni deceleración, y puede ser programable en velocidad desde 8 pasos/s hasta 2000 pasos/s

Frangibolt

(Requerimiento **A-22**) Existirá un mecanismo de un solo uso capaz de romper el dispositivo que bloquee la cubierta en todas las fases de la misión previas al *commissioning*.

(Requerimiento **A-23**) El *frangibolt* tiene un sensor de temperatura del tipo RTD, que deberá ser leído por GIADA2 con una precisión mejor que el 10% dentro del rango de -50 a +110 °C.

(Requerimiento **A-24** y **A-25**) GIADA deberá disponer de dos registros, uno para armar el *frangibolt* y otro para activarlo. Existe un temporizador que desarma automáticamente el dispositivo en caso de sobrepasar un tiempo establecido en la configuración sin que se reciba la orden de encendido.

Calentadores

(Requerimiento **A-26**) Tanto el mecanismo de desbloqueo como la cubierta poseen sendos calentadores separados que se deberán actuar de manera simultánea, en las operaciones previstas, También pueden ser activados de manera independiente.

(Requerimiento **A-27**) Estos calentadores tiene un registro para armado y otro para encendido y apagado.

(Requerimiento **A-28**) El motor tiene un calentador que tiene que ser activado antes de cualquier operación efectuada sobre dicho motor.

(Requerimiento **A-29**) Cada microbalanza tiene un calentador con objeto de evaporar materia depositada en ellos, Se activarán de manera conjunta.

(Requerimiento **A-30**) Los calentadores de las microbalanzas disponen de un registro para armarlos y otro para encenderlos o apagarlos.

Requerimientos del GDS

Láseres

(Requerimiento **A-31** y **A-32**) Existe una cortina de láseres formada por cuatro diodos láser. Para reducir el consumo, dichos láseres deben ser encendidos y apagados con una frecuencia de 100 kHz. GIADA-2 deberá proporcionar dos señales digitales a 100 kHz, desfasadas 180° con un ciclo de trabajo del 50% cada una. El retraso entre las pendientes de ambas señales debe ser menor de 20 ns en todas las condiciones de temperatura y variaciones de voltaje.

(Requerimiento **A-33**) Se han previsto tres modos de operación en potencia: baja, media y alta. GIADA2 proporcionará dos señales digitales para seleccionar uno de estos modos.

(Requerimiento **A-34**) Cada pareja de emisores puede ser apagado en caso de fallo, permitiendo el funcionamiento a la que funciona de manera correcta. También se puede activar una pareja en modo continuo, (0 Hz), siempre y cuando esté apagada la otra pareja.

(Requerimiento **A-35**) GIADA2 proporcionará dos líneas para armar y desarmar láseres, y dispondrá de dos registros, uno para armado y otro para encender o apagar los láseres.

(Requerimiento **A-36**) Cada láser dispone de un sensor de luz y otro de temperatura, con un rango de -60 °C a +60 °C, que se multiplexan en GIADA1. GIADA2 deberá proporcionar una entrada analógica (rango de 0 V a 10 V) y tres señales de control para el multiplexor, de manera que se puedan seleccionar los ocho sensores.

(Requerimiento **A-37**) Existe una llave de seguridad que posibilita el encendido de los emisores durante las fases de pruebas y calibraciones en tierra.

Detectores

(*Requerimiento A-38*) Dos cadenas (izquierda y derecha) de cuatro detectores cada uno estarán colocadas a 90° con respecto a los emisores, con objeto de medir la luz difundida o reflejada producida cuando pasa una partícula de polvo mayor de $15\ \mu\text{m}$.

(*Requerimiento A-39*) GIADA2 deberá establecer un umbral de detección programable entre 0 V y 10 V, con una resolución de 12 bits.

(*Requerimiento A-40*) GIADA2 deberá de ser capaz de detectar las partículas incidentes. Dicha partícula será válida cuando se detecte un numero programable de ciclos de encendido y apagado (entre 2 y 5 ciclos). La máxima velocidad detectada será del orden de 100 m/s, correspondiente a 3 ciclos.

(*Requerimiento A-41*) La amplitud de la señal deberá ser capturada y digitalizada por GIADA-2. Dicha señal está en el rango de $\pm 10\ \text{V}$ en modo normal. Existirán dos canales independientes, el izquierdo y derecho.

(*Requerimiento A-42 y A-43*) GIADA-2 deberá proporcionar un temporizador para el tiempo de vuelo de la partícula que mida tiempos entre 1 ms y 100 ms, con un error máximo de 10 %. Este temporizador se parará en caso de impacto sobre el IS o por superar un tiempo de espera superior a 1 s.

Requerimientos de IS

(*Requerimiento A-44*) El sensor de impacto es un diafragma equipado con cinco sensores piezoeléctricos capaces de detectar el impacto de un grano. Dichos sensores proporcionan una señal eléctrica cuya amplitud es proporcional al momento de la partícula. Existe un sexto piezo controlado por GIADA-2 con objeto de poder ajustar los umbrales de detección durante el vuelo.

(*Requerimiento A-45, A46, A47, A48 y A-49*) GIADA-2 deberá proporcionar cinco entradas analógicas (ente 0 y +10 V) con una resolución de 12 bits. Proporcionará cinco salidas digitales para controlar las señales de retención de los detectores de pico de la electrónica de proximidad del IS. Estas señales serán activadas $38\ \mu\text{s}$ después de que la señal de cada sensor haya superado el umbral programado. Las señales de retención serán restablecidas a sus valores de reposo $1.5\ \mu\text{s}$ después de la señal

correspondiente de *Reset*. Deberá proporcionar tres señales de borrado, para el detector A, los detectores B y D, y los detectores C y E.

(*Requerimiento A-50*) GIADA-2 proporcionará tres señales digitales para controlar la ganancia de los amplificadores (A, D y E) y uno para rango.

(*Requerimiento A-51*) GIADA-2 cuando detecte el impacto en el primer sensor controlará la parada del contador de tiempo de paso entre la cortina de láser y el impacto, determinando la velocidad de la partícula.

(*Requerimiento A-52*) El retardo entre los diferentes sensores determina la posición del impacto. GIADA-2 proporcionará cinco temporizadores que medirán los retardos entre estos sensores, con un valor mínimo de 2.5 μ s y máximo de 95 μ s.

(*Requerimiento A-53*) El IS dispone de dos sensores de temperatura con salida unipolar entre 0 y +10 V que deberá ser leída por dos canales analógicos de GIADA-2.

(*Requerimiento A-54 y A-55*) GIADA-2 proporcionará una salida analógica (rango de 0 V a +10 V) para estimular el piezoeléctrico de calibración. Se generará una señal de 0.1 s de duración.

(*Requerimiento A-56*) El IS podrá validar datos independientemente de que se haya detectado el paso por GDS.

Microbalanzas

(*Requerimiento A-57*) El principio de las microbalanzas está basado en el desplazamiento de la frecuencia de oscilación de un cristal de cuarzo cuando se deposita en su superficie una masa. El subsistema GIADA-3 consta de 5 microbalanzas apuntando a diferentes posiciones.

(*Requerimiento A-58 y A-59*) GIADA2 deberá leer la frecuencia de oscilación de cada microbalanza con un periodo de 300 s. La frecuencia que deberá medir estará comprendida entre 1 Hz hasta 100 kHz, con una resolución de 1 Hz.

(*Requerimiento A-60*) Cada microbalanza tiene un detector de temperatura que tiene que ser leído por GIADA-2 con una precisión de 1 °C. (Vergara y consorcio GIADA; 1999 y 2000).

APÉNDICE B: Requerimientos principales a la MCB de OSIRIS

Generales

(*Requerimiento B-1*) La tarjeta de MCB deberá estar a cargo de controlar los motores paso a paso de las ruedas de filtros y de las cubiertas de ambas cámaras NAC y WAC.

(*Requerimiento B-2*) El circuito impreso deberá ser compatible con el diseño de la E-Box de OSIRIS (ver Figura 113).

(*Requerimiento B-3 y B-4*) La MCB no deberá superar los 1340 mW de consumo de pico, y los 828 mW de consumo en reposo.

(*Requerimiento B-5*) La MCB no deberá superar los 501 g de masa, excluyendo el bastidor mecánico.

(*Requerimiento B-6*) La MCB se encargará de adquirir los parámetros de *Housekeeping* tanto de dispositivos externos como internos de la tarjeta.

(*Requerimiento B-7*) La entrada de alimentación deberá poseer una protección contra un exceso de consumo de corriente.

Comunicaciones con la DPU

(*Requerimiento B-8*) El interfaz de la MCB deberá soportar un conjunto de líneas:

Transmisión principal.

Recepción principal.

Reset principal

Transmisión redundante.

Recepción redundante.

Reset redundante

(*Requerimiento B-9*) Los comandos y las líneas de control deberán ser enlaces unidireccionales, asíncronos y serie.

(*Requerimiento B-10*) La velocidad del interfaz de comunicaciones será de 115.2 kbit/s $\pm 2\%$.

(*Requerimiento B-11*) El formato será de 1 bit comienzo, 8 bits de dato, 1 bit de paridad (par), y un bit de parada.

(*Requerimiento B-12 y B13*) El formato de transmisión dentro de un byte será en *Little Endian*, y en formato *Big Endian* para la transmisión de un word (con dos bytes).

(*Requerimiento B-14*) Las señales de interfaz se consideran activas con nivel lógico en bajo.

(*Requerimiento B-15*) Los *drivers* de las líneas de interfaz estarán siempre activos.

(*Requerimiento B-16*) Todas las líneas de interfaz usaran transmisores y receptores compatibles con la norma RS-422.

(*Requerimiento B-17*) La MCB se reiniciará tan pronto como se reciba la activación de la línea de *Reset*, y cuya duración será de 8.7 μ s.

Motores

(*Requerimiento B-18*) Las ruedas de filtros y las cubiertas de ambas cámaras serán actuadas por motores paso a paso, que deberán ser compatibles entre sí para poder ser actuados con la electrónica de la MCB

(*Requerimiento B-19 y B-20*) La precisión del posicionamiento de cada filtro después de cada movimiento deberá ser mejor que $\pm 135 \mu\text{m}$ (equivalente a 10 pixeles). La repetitividad en le posicionamiento deberá ser mejor que $\pm 135 \mu\text{m}$.

(*Requerimiento B-21 y B-22*) Las ruedas de filtros deberán ser capaz de moverse de un filtro a otro adyacente en menos de 0.5 s, y a cualquier otro en menos de 1 s.

(*Requerimiento B-23*) Los motores paso a paso deberán ser controlados en velocidad con unas frecuencias comprendidas entre 40 pasos/s y 125 pasos/s.

(*Requerimiento B-24*) Con objeto de un precalentamiento de las bobinas de los motores, se podrán energizar una o dos bobinas, dependiendo si es modo de baja potencia o potencia durante 1 segundo, usando el modo de “cero” pasos. El modo de defecto para el “cero” pasos será el de baja potencia.

(*Requerimiento B-25*) La MCB deberá mantener energizada las bobinas durante 115 ms después cada movimiento, con objeto de retener las ruedas en su posición final.

(*Requerimiento B-26*) Deberá existir un modo especial de un paso, en el que se generarán dos pasos, uno para realinear polos, y otro, para avanzar un paso. Tras este comando, las bobinas permanecerán energizadas hasta recibir un nuevo movimiento, bien sea en modo de “cero” pasos o un movimiento normal.

Redundacias

(*Requerimiento B-27 y B-28*) Los circuitos digitales de control de la MCB, consistentes en los transmisores, receptores y FPGA, tienen una redundancia completa. Los circuitos y sus buses correspondientes son seleccionados por la fuente de alimentación.

(Requerimiento B-29) La selección de datos analógicos y el circuito de conversión tiene una redundancia completa, seleccionados por las líneas de alimentaciones.

(Requerimiento B-30) Los circuitos de potencia para todas las fases de los motores tienen una redundancia completa.

(Requerimiento B-31) Los monitores de posición de ruedas y cubiertas no tienen redundancia. No obstante, estas señales pueden ser leídas tanto por los circuitos principales como por los redundantes.

(Requerimiento B-32) Los sensores de temperatura no son redundantes, pero pueden ser leídos tanto por la parte principal como por la redundante.

(Requerimiento B-33) Tanto las fases principales como las redundantes pueden ser energizadas tanto por la fuente principal de los motores como por la redundante (Carretero y col., 2000; Castro y col., 2002; Thomas, 1999; Koschny, 1999).

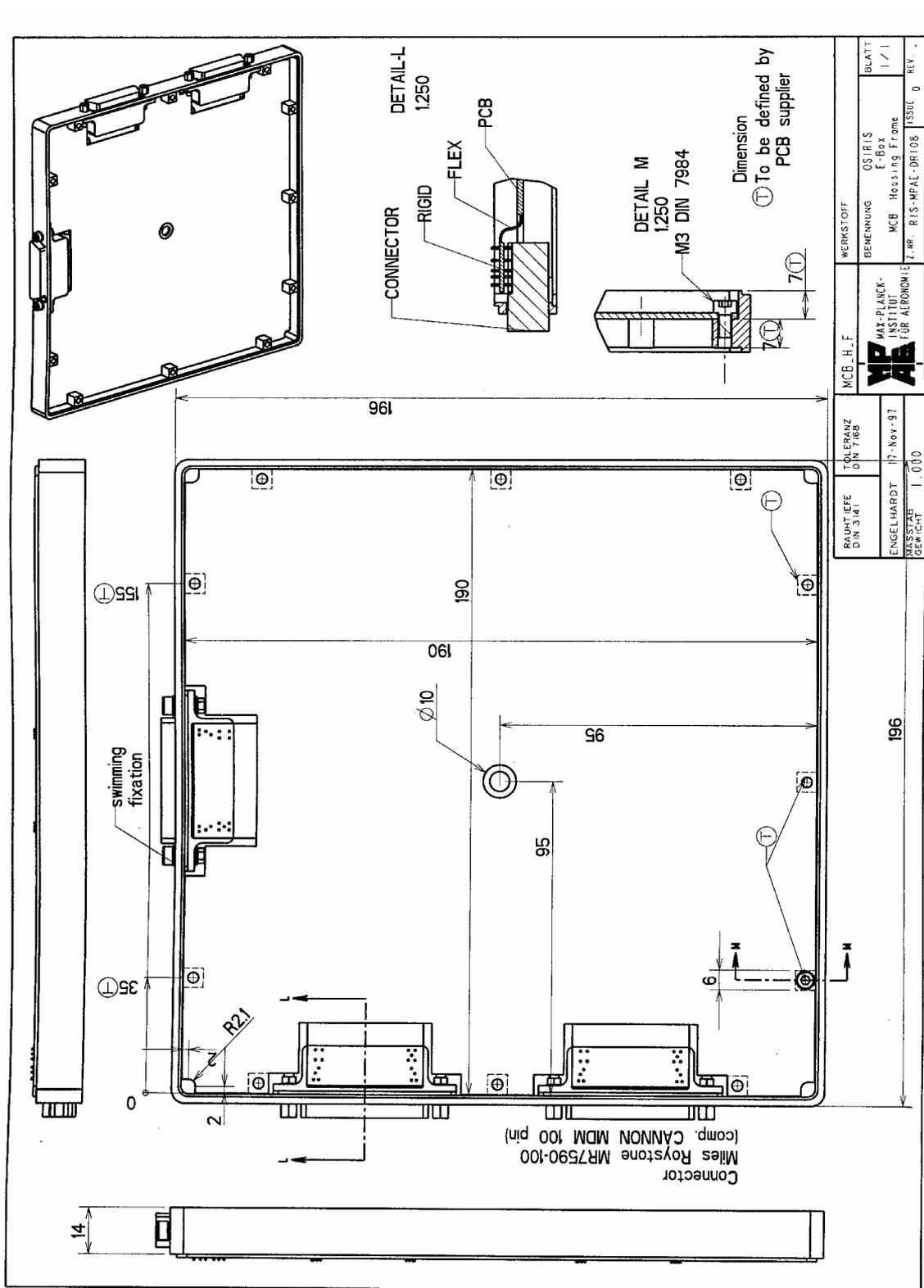


Figura 113. Diseño del I/F mecánico para la MCB.