



Departament d'Enginyeria Electrònica



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Aportaciones a la Caracterización y Diseño de los Sistemas de Registro y Almacenamiento de Datos de los Sismómetros de Fondo Marino (OBS)

Tesis doctoral presentada para la obtención del título de doctor

Doctorando: *Shahram Shariat-Panahi*

Director: *Antoni Mànuel Làzaro*

Co-director: *Francisco Corrêa Alegria*

Diciembre de 2007

A mi familia

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia por el apoyo y paciencia que han mostrado a lo largo de los años, lo que me ha dado la fuerza necesaria para realizar este trabajo.

Además, dar las gracias a Antoni Mànuel por su esfuerzo personal y por animarme a realizar los estudios de doctorado, dirigir esta tesis y por ayudarme a abrirme paso en el mundo de instrumentaci3n oceanográfica.

Tambi3n agradecer al profesor Francisco Corrêa Alegria del Instituto Superior Tecnico (IST) de Lisboa por su colaboraci3n y ayuda durante mis estancias en Lisboa y posteriormente, por co-dirigir este trabajo.

Me gustaría agradecer a los compañeros del grupo *SARTI* del Centro Tecnol3gico de Vilanova i la Geltru donde he llevado acabo esta tésis. En especial a Javier Cadena Joaquin del Río, Hector Torruella y Oscar Lopez por la ayuda prestada en los momentos difíciles.

Tambi3n dar las gracias a los compañeros de la Unidad de Tecnología Marina (UTM), en especial a: Toni Bermúdez, Sergi Ventosa, Marc Ambros y Valentí Sallares por su ayuda durante la realizaci3n de esta tesis y durante las campañas oceanográficas llevadas acabo.

Mi especial agradecimiento al Mr. Tim Owen de la Universidad de Cambridge. Sin sus conocimientos y experiencia en el diseño OBSs, la realizaci3n de este trabajo habría sido imposible desde el principio.

Por último, dar mis agradecimientos a las tripulaciones de los buques oceanográficos BIO Hesperides y Garcia del Cid por su ayuda durante las campañas de sís mica marina MARCONI I y CALIBRA respectivamente.

Gracias a todos.

Índice

Capítulo 1- Introducción	1
1.1- Justificación de la tesis	2
1.2- Objetivos.....	5
1.3- Estructura del trabajo a realizar	6
1.4- Estructura de la memoria	9
Capítulo 2- Introducción a los métodos sísmicos y estado del arte	11
2.1- Introducción	12
2.2- Métodos Sísmicos.....	12
2.2.1- Sísmica pasiva	12
2.2.2- Sísmica activa.....	13
2.3- Fuente de señal	15
2.4- Sensores.....	17
2.4.1- El geófono	17
2.4.2- El hidrófono	18
2.5- El canal.....	19
2.6- Presentación de los datos registrados	20
2.6.1- Reflexión y refracción de las ondas sísmicas: ley de Snell	20
2.6.2- Construcción de las secciones sísmicas	23
2.7- Interpretación de los datos	26
2.8- Estado del arte.....	30
2.9- Presentación del prototipo UPC de sismómetro marino OBH/OBS.....	37
Capítulo 3- Optimización del sistema de registro y almacenamiento de datos	45
3.1- Introducción	46
3.1.1- Sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS.....	46
3.2- Optimización del consumo energético y la capacidad de almacenamiento.....	49
3.2.1- Selección de la fuente energética	49
3.3- Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS	52
3.3.1- Problemas detectados en el sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS.....	52
3.3.2- Diseño del sistema de registro y almacenamiento de datos (V1).....	55
3.3.3- Evaluación del sistema de registro y almacenamiento V1.....	58
3.3.4- Diseño e implementación del sistema de registro y almacenamiento V2	59
3.3.4.1- Diseño e implementación del módulo de conversión ADC (V2)	60
3.3.4.2- Diseño e implementación del módulo de base de tiempo	62
3.3.4.3- Selección de la base de tiempo	63
3.3.4.4- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión (V2)	65
3.3.5- Evaluación del nivel de ruido y distorsión del sistema de adquisición V2	67
3.3.5.1- Reducción del margen dinámico	68
3.3.5.2- Distorsión de la señal de entrada	69
3.3.5.3- Análisis e implicaciones del crosstalk	72

3.4- Optimización de la relación señal-ruido (SNR)	73
3.4.1- Consideraciones en el diseño del PCB del módulo de conversión ADC	73
3.4.1.1- Corrientes de retorno	74
3.4.1.2- Reducción de Interferencias electromagnéticas (EMI)	75
3.4.1.3- Reglas de diseño del PCB en modo diferencial	76
3.4.1.4- Uso de Vías	77
3.4.1.5- Planos de alimentación y de referencia	78
3.4.2- Diseño e implementación del módulo de conversión ADC (V3)	79
3.4.3- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión (V3)	82
3.4.4- Evaluación del diseño del sistema de registro y almacenamiento de datos (V3)	83
3.4.5- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión V4	85
3.5- Resumen	86

Capítulo 4- Caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos87

4.1- Introducción	88
4.2- Marco de referencia normativa	89
4.2.1- IEEE Std 1057- IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders.....	89
4.2.2- IEEE Std 1241- IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters	89
4.2.3- EA-4/16- EA Guidelines on the Expression of Uncertainty in Quantitative Testing	90
4.2.4- IEEE Std 1139- IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology – Random Instabilities	91
4.2.5- IEEE Std 1193- IEEE Guide of Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators	91
4.3- Parámetros a caracterizar	92
4.4- Tests de caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos..	95
4.4.1- Sistema de test en el laboratorio	95
4.4.2- Conceptos básicos de los convertidores ADC.....	96
4.4.2.1- Función de transferencia de los convertidores ADC	97
4.4.2.2- Ensanchamiento espectral, muestreo coherente y enventanado	99
4.4.3- DFT (Discrete Fourier Transform) test.....	102
4.4.4- Cálculo de parámetros en el DFT test	104
4.4.5- Random noise test.....	109
4.4.6- Crosstalk test	112
4.4.7- Error aleatorio de la base de tiempo.....	113
4.4.7.1- Método 1 para el cálculo de jitter	114
4.4.7.2- Método 2 para el cálculo de jitter	115
4.5- Determinación de la estabilidad y deriva de la base de tiempo	118
4.5.1- Sistema de test en el laboratorio	119

Capítulo 5- Resultados experimentales en el laboratorio.....	123
5.1- Introducción	124
5.2- Resultados de la caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos	124
5.2.1- Resultados de la caracterización de la versión 2 del sistema de registro y almacenamiento de datos	125
5.2.1.1- Resultados del <i>DFT test</i>	125
5.2.1.2- Resultados del Random noise test	134
5.2.1.3- Resultados del <i>Crosstalk test</i>	136
5.2.2- Resultados de caracterización de la versión 3 del sistema de registro y almacenamiento de datos	137
5.2.2.1- Resultados del <i>DFT test</i>	138
5.2.2.2- Resultados del Random noise test	146
5.2.2.3- Resultados del crosstalk test	149
5.2.2.4- Resultados del Jitter test	150
5.3- Estimación de jitter según la norma IEEE Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders.....	153
5.3.1- Estudio del jitter test	154
5.3.2- Estudio del bias del estimador	155
5.3.3- Nuevo estimador de jitter	157
5.3.4- Incertidumbre de los estimadores de jitter.....	158
5.3.5- Número mínimo de muestras	161
5.4- Resultados de la estabilidad y deriva de la base de tiempo, autonomía y capacidad de almacenamiento.....	163
5.5- Resumen de los resultados de la caracterización de los sistemas de registro y almacenamiento de datos	164
Capítulo 6- Campaña oceanográfica y conclusiones	167
6.1- Campaña Oceanográfica CALIBRA. Validación experimental del prototipo diseñado	168
6.2- Descripción de las actividades realizadas.....	169
6.3- Instrumentación utilizada en la Campaña CALIBRA	171
6.4- Resultados de la campaña CALIBRA 2006	172
6.5- Conclusiones.....	178
6.6- Aportaciones.....	181
6.7- Líneas futuras	181
Anexo 1	183
Anexo 2	191
Bibliografía.....	197

Índice de Figuras

Figura 2.1: Esquema del experimento basado en sísmica de reflexión.....	13
Figura 2.2: Una imagen del streamer	14
Figura 2.3: Esquema del experimento basado en sísmica de refracción.....	15
Figura 2.4: Diagrama de una campaña de sísmica de reflexión y refracción	15
Figura 2.5: Señal de salida de un cañón de aire comprimido (superior) y su espectro frecuencial (PSD: Densidad espectral de potencia) (inferior). Línea roja: 36 cañones con 7500 c.i. de volumen total a 15 m de profundidad. Línea azul: 2 cañones 250 c.i. de volumen total a 2 m de profundidad	16
Figura 2.6: Imagen de un cañón de aire comprimido.....	17
Figura 2.7: Esquema estructural de un geófono	17
Figura 2.8: Respuesta frecuencial del hidrófono.....	19
Figura 2.9: Paso de la onda sísmica por una estructura idealizada con varias capas con velocidad creciente con la profundidad.....	21
Figura 2.10: Incidencia de la onda con el ángulo crítico.....	21
Figura 2.11: Refracción de la onda incidente en una estructura con N capas	22
Figura 2.12: Refracción de la onda sísmica incidente en una capa con pendiente	22
Figura 2.13: Datos correspondientes al canal vertical del geófono en el dominio temporal.....	23
Figura 2.14: Representación de las trazas independientes en una sección sísmica.....	25
Figura 2.15: Sección sísmica ampliado con factor de amplificación, recorte de amplitudes y rellenado de áreas positivas	25
Figura 2.16: Sección sísmica obtenida a partir de datos del OBS.....	26
Figura 2.17: : Las curvas que representan la las ecuaciones de la onda directa (2.5) y la onda refractada (2.6)	27
Figura 2.18: Refracciones de la onda acústica en un plano de N capas	28
Figura 2.19: Sección sísmica obtenido a partir de datos recogidos por un OBS en una campaña de sísmica activa. Se identifican la onda directa, las reflexiones y refracciones de la onda acústica.....	28
Figura 2.20: Método directo e inverso en el modelado del fondo marino	29
Figura 2.21: Modelo de velocidades de propagación en el medio obtenido a partir de datos registrados por OBSs en una campaña de sísmica activa.....	30
Figura 2.22: Esquema del OBS WHOI-D2 anclado en el fondo (derecha) y subiendo hacia la superficie (izquierda).....	32
Figura 2.23: Esquema del OBS L-CHEAPO de Scripps	32
Figura 2.24: Sismómetro de fondo marino de JAMSTEC.....	33
Figura 2.25: Esquema del sismómetro de fondo marino Geomar OBS.....	33
Figura 2.26: Imagen del sismómetro marino K/MT 562 de Geomar	34
Figura 2.27: Sismómetro de fondo marino IRD-UTIG.....	34

Figura 2.28: Sismómetro de fondo marino Hippocampe de IRD-Geoazur	35
Figura 2.29: Esquema del MicroOBS de Ifremer	36
Figura 2.30: Imagen del MiniDOBS.....	36
Figura 2.31: Estructura del Sismómetro marino SARTI-UTM	38
Figura 2.32: Hidrófono high Tech HTI-90-U.....	39
Figura 2.33: Geófono de 3 componentes Input/Output SM-6	39
Figura 2.34: Respuesta frecuencial del acelerómetro SM-6.....	39
Figura 2.35: Liberador mecánico	41
Figura 2.36: Sistema de transmisión VHF	41
Figura 2.37: Sistema de iluminación xenón.....	42
Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de registro y almacenamiento de datos de MiniDOBS.....	48
Figura 3.2: Organización del software de MiniDOBS.....	48
Figura 3.3: Sistema de medida automática de la descarga de baterías	50
Figura 3.4: Descarga de diferentes tipos de baterías a 500mA y pulsos hasta 1.5 A de duración 100 ms, una vez cada hora. La temperatura de las baterías es de -10°C.....	51
Figura 3.5: Descarga de diferentes tipos de baterías a 200mA continua. La temperatura de las baterías es de 2°C	51
Figura 3.6: Registro de datos del MiniDOBS en la campaña MARCONI I de sismica activa.....	53
Figura 3.7: Análisis frecuencial del ruido de fondo del MiniDOBS correspondiente al geófono-vertical registrado en la campaña MARCONI I	53
Figura 3.8: Fluctuación de la tensión y corriente de alimentación del disco duro SCSI en su arranque. El pico mayor corresponde a la tensión de alimentación (CH 1, 36 V) mientras el menor corresponde a la corriente de entrada (CH 2)	54
Figura 3.9: Acoplamiento de la señal de 1 Hz a la entrada.....	54
Figura 3.10: Diagrama de bloques del sistema de registro y almacenamiento de datos V1.....	56
Figura 3.11: Imagen del sistema de registro y almacenamiento de datos V1.....	56
Figura 3.12: Esquema de la etapa de amplificación de un canal del geófono.....	57
Figura 3.13: Módulo amplificador en el interior de la carcasa del geófono.....	57
Figura 3.14: Registro de datos del sistema de adquisición V1 en la campaña científica de sismica activa MARCONI I	58
Figura 3.15: Análisis frecuencial del ruido de fondo del OBS-UPC correspondiente al hidrófono registrado en la campaña MARCONI I.....	58
Figura 3.16: Diagrama de bloques de un modulador Sigma-Delta de orden 2	60
Figura 3.17: Reducción del nivel de ruido mediante conversión Σ - Δ	61
Figura 3.18: Diagrama de bloques del módulo de conversión ADC	61
Figura 3.19: Diagrama de bloques del módulo de base de tiempo.....	63

Figura 3.20: Corriente de entrada del cristal OCXO en el perfil de temperatura: de -2 °C a 25 °C en dos horas, a -2 °C durante dos días, de -2 °C a 25 °C en dos horas.....	64
Figura 3.21: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión.....	66
Figura 3.22: Imagen de los diferentes módulos que componen el sistema de registro y almacenamiento de datos V2.....	67
Figura 3.23: Distorsión de la señal adquirida, amplitud de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de entrada: 8 Hz.....	69
Figura 3.24: Distorsión de la señal adquirida, amplitud de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de entrada: 18 Hz.....	70
Figura 3.25: Espectro de una señal sinusoidal de 10 kHz del generador DS360.....	70
Figura 3.26: Relación entre la señal de entrada y los bits 1, 2 y 3 de mayor peso.....	72
Figura 3.27: Corriente de retorno a través de una referencia ideal.....	74
Figura 3.28: Corriente de retorno a través de una referencia real.....	74
Figura 3.29: Campo electromagnético generado por una señal y su retorno.....	75
Figura 3.30: Discontinuidad en el plano de referencia alrededor de una pista.....	75
Figura 3.31: Emisión de EMI entre placas por falta de pines dedicados a las corrientes de retorno.....	76
Figura 3.32: Minimización de las áreas de retorno en los componentes y conectores del PCB.....	76
Figura 3.33: Corriente inducida en el plano por señales diferenciales.....	77
Figura 3.34: Diagrama de bloques del módulo de conversión ADC (versión 3).....	80
Figura 3.35: Filtro diferencial paso bajo del canal del hidrófono. La frecuencia de corte es de 40 kHz.....	80
Figura 3.36: Filtro diferencial paso bajo de los canales del geófono. La frecuencia de corte es de 40 kHz.....	81
Figura 3.37: Filtro anti-aliasing diferencial de entrada al convertidor ADC.....	81
Figura 3.38: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión V3.....	82
Figura 3.39: Espectro de la señal adquirida con una amplitud de 5 Vpp y una frecuencia de 30 Hz.....	84
Figura 3.40: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión V4.....	85
Figura 3.41: Sistema de registro y almacenamiento de datos final.....	86
Figura 4.1: Disposición de los instrumentos en el laboratorio.....	96
Figura 4.2: Relación entrada/salida de un convertidor ADC.....	97
Figura 4.3: Ensanchamiento espectral de una señal sinusoidal de frecuencia 40Hz.....	99
Figura 4.4: Reducción del ensanchamiento espectral para una señal de entrada de frecuencia 40Hz.....	101
Figura 4.5: Sistema de medida automática de la estabilidad y deriva de la base de tiempo.....	120
Figura 5.1: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps.....	125
Figura 5.2: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps.....	126
Figura 5.3: Distorsión armónica total debido a los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps.....	127

Figura 5.4: Distorsión armónica total debido a los armónicos (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	127
Figura 5.5: Relación señal-ruido y distorsión (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	128
Figura 5.6: Ruido total del sistema (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$), respecto la amplitud de la señal de entrada	128
Figura 5.7: Nivel de ruido de fondo (V) respecto la amplitud de la señal de entrada	129
Figura 5.8: Nivel de ruido de fondo (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada	129
Figura 5.9: Nivel de ruido de fondo (V) en el ancho de banda del sistema, amplitud de entrada: 10 μVpp	130
Figura 5.10: Nivel de ruido de fondo (dB) en el ancho de banda del sistema, amplitud de entrada: 10 μVpp	130
Figura 5.11: Relación señal-ruido (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada, frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz	131
Figura 5.12: Relación señal-ruido (dB) en el ancho de banda del sistema. Amplitud de la señal de entrada: 10 μVpp	132
Figura 5.13: Número efectivo de bits respecto la frecuencia de la señal de entrada. Amplitud de la señal de entrada: 10 μVpp	132
Figura 5.14: Número efectivo de bits ENOB respecto la amplitud de la señal de entrada. La frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz	133
Figura 5.15: Rango dinámico (dB) en el ancho de banda del sistema	133
Figura 5.16: Ruido aleatorio (V) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados	134
Figura 5.17: Ruido aleatorio (LSB) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados	134
Figura 5.18: Ruido aleatorio (V) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps	135
Figura 5.19: Ruido aleatorio (LSB) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps	135
Figura 5.20: Número efectivo de bits debido al ruido aleatorio y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%. El número de muestras recogidas por canal es 4096	136
Figura 5.21: Nivel de diafonía (dB) en el ancho de banda del sistema	137
Figura 5.22: Nivel de diafonía (%) en el ancho de banda del sistema	137
Figura 5.23: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	138
Figura 5.24: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	139

Figura 5.25: Distorsión armónica total (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	140
Figura 5.26: Distorsión armónica total (dB), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	140
Figura 5.27: Relación señal-ruido y distorsión (dB), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps	141
Figura 5.28: Ruido total del sistema (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$), respecto la amplitud de la señal de entrada	141
Figura 5.29: Nivel de ruido de fondo (V) respecto la amplitud de la señal de entrada	142
Figura 5.30: Nivel de ruido de fondo (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada	142
Figura 5.31: Relación señal-ruido (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada, la frecuencia de la señal de entrada es 10 Hz	143
Figura 5.32: Relación señal-ruido (dB) en el ancho de banda del sistema. Amplitud de la señal de entrada: 20 μVpp	144
Figura 5.33: Número efectivo de bits respecto la frecuencia de la señal de entrada. Amplitud de la señal de entrada: 20 μVpp	145
Figura 5.34: Número efectivo de bits respecto la amplitud de la señal de entrada. La frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz	145
Figura 5.35: Rango dinámico (dB) en el ancho de banda del sistema	146
Figura 5.36: Ruido aleatorio del sistema (V) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados	147
Figura 5.37: Ruido aleatorio del sistema (LSB) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados	147
Figura 5.38: Ruido aleatorio (V) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps	148
Figura 5.39: Ruido aleatorio (LSB) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps	148
Figura 5.40: Número efectivo de bits debido al ruido aleatorio y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%. El número de muestras recogidas por canal es 4096	148
Figura 5.41: Nivel de crosstalk (dB) en el ancho de banda del sistema	149
Figura 5.42: Nivel de crosstalk (%) en el ancho de banda del sistema	149
Figura 5.43: Representación de los residuos del ajuste de curva de uno de los, Registros, la frecuencia de la señal de entrada es 90 Hz	151
Figura 5.44: Representación de los errores fijos de la base de tiempo, la frecuencia de la señal de entrada es 90 Hz	151
Figura 5.45: Esperanza de jitter en función de la desviación estándar de jitter. La línea sólida representa los valores obtenidos mediante (5.23) mientras las líneas horizontales representan el análisis de Monte Carlo	158

Figura 5.46: Desviación estándar del nuevo estimador de jitter en función de la desviación estándar de jitter. Las líneas verticales representan los resultados del análisis Monte Carlo	161
Figura 5.47: Estabilidad (desviación Allan) del cristal TC-140 respecto el intervalo de medidas.....	163
Figura 6.1: Lanzamiento del sismómetro de fondo marino de UPC-UTM en la campaña CALIBRA.....	168
Figura 6.2: Mapa Batimétrico de golfo de Sant Jordi donde transcurrió la campaña CALIBRA. La profundidad está en metros.....	169
Figura 6.3: Mapa batimétrico de la zona de despliegue de los OBSs.....	170
Figura 6.4: (a) Perfiles de la primera fase utilizando el cañón de 500 c.i. Las letras indican los puntos de inicio y final de los perfiles. (b) Perfiles de la segunda fase utilizando el cañón de 1000 c.i..	170
Figura 6.5: Simulación de la señal de salida de un cañón de aire comprimido de 1000 c.i. Distancia al hidrófono 1 m.....	171
Figura 6.6: Espectro de amplitud de la señal de salida del cañón de aire comprimido. Las unidades son dB relativo a 1 μ Pa/Hz a 1m.....	171
Figura 6.7: Sección sísmica del canal hidrófono de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i. a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	172
Figura 6.8: Sección sísmica del canal geófono-vertical de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	173
Figura 6.9: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 1 de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i. a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	173
Figura 6.10: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 2 de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	174
Figura 6.11: Sección sísmica del canal hidrófono de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i. a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	174
Figura 6.12: Sección sísmica del canal geófono-vertical de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km.....	175
Figura 6.13: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 1 de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km	175
Figura 6.14: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 2 de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km	176
Figura 6.15: Las refracciones de la onda directa y las de su reflexión en la superficie	177

Índice de Tablas

Tabla 2.1: Características principales de los OBSs más importantes.....	43
Tabla 3.1: Características de ruido del MiniDOBS y UPC-OBS determinados a partir de los datos registrados en la campaña científica MARCONI I	59
Tabla 3.2: Consumo de los diferentes módulos del sistema de registro y almacenamiento de datos	66
Tabla 3.3: Número efectivo de bits (ENOB) del sistema del sistema de adquisición para una amplitud de entrada de 10 μ Vpp.....	68
Tabla 3.4: Resultados de margen dinámico y número efectivo de bits (ENOB) del sistema. de adquisición (V2). Amplitud de entrada: 20 μ Vpp, frecuencia de entrada: 10 Hz. Estos valores son validos solamente en estas condiciones de test.....	83
Tabla 3.5: Resumen de las modificaciones realizadas en la implementación de las diferentes versiones del sistema.....	86
Tabla 4.1: Relación Entrada/Salida del convertidor CS5372	98
Tabla 4.2: Relación de los parámetros caracterizados y el apartado de la norma correspondiente	117
Tabla 5.1: Errores fijos en los instantes de muestreo del sistema de adquisición para señales sinusoidales de entrada de frecuencia 5 Hz y 90 Hz. El número de registros es 14 y el número de muestras por registro es 1024. La prueba ha sido repetida 25 veces para obtener un nivel deconfianza de 95%	152
Tabla 5.2: Los resultados de jitter del sistema de adquisición para señales sinusoidales de frecuencia 5 Hz y 90 Hz. El número de registros es 14 y el número de muestras por registro es 1024. La prueba ha sido repetida 25 veces para obtener un nivel de confianza de 95%.....	152
Tabla 5.3: Resultados de jitter según el método 2 incluido en la norma IEEE Std-1057	152
Tabla 5.4: Valores de jitter obtenidos utilizando el nuevo estimador (5.22) a partir de los datos recogidos mediante la aplicación del método 2 de la norma IEEE Std-1057 para el cálculo de jitter	162
Tabla 5.5: Resumen de las características de las diferentes versiones del sistema de registro y almacenamiento de datos	164
Tabla 5.6: Resumen de las características del sistema de registro y almacenamiento de datos	165
Tabla 6.1: Distribución de los canales y sus ganancias en los OBSs utilizados en la campaña CALIBRA ..	172

Capítulo 1

Introducción

Este capítulo conforma la introducción al trabajo a realizar en esta tesis. Previamente se explica la importancia de los sismómetros de fondo marino para la exploración del interior de la tierra y la industria. Seguidamente se definen los objetivos a conseguir y la estructura del trabajo según cada objetivo.

1.1- Justificación de la tesis

Los métodos sísmicos han jugado históricamente un papel clave en la ampliación del conocimiento de la estructura y las propiedades físicas de los distintos niveles que conforman el interior de la Tierra. En líneas generales, estos métodos permiten estimar la geometría de los niveles internos y el campo de velocidad de propagación de las ondas sísmicas generadas por fuentes naturales (sismos) y/o artificiales (explosiones) en una zona determinada; a partir de los sismogramas registrados en una serie de sensores sísmicos. Estas imágenes estructurales han permitido, a su vez, discernir y comprender mejor los procesos de interacción entre el manto y la litosfera, responsables en último término de la tectónica de placas. Algunos de sus efectos más notables (actividad sísmica y vulcanológica, producción de hidrocarburos) se producen principalmente en los límites convergentes de las placas tectónicas (zonas de subducción), que se localizan mayoritariamente en los límites entre océanos y continentes. Por lo tanto, resulta indispensable investigar los márgenes activos mediante experimentos combinados tierra-mar a fin de comprender el origen y la naturaleza de los procesos que los afectan.

La tomografía sísmica ha jugado un papel clave en la ampliación de nuestros conocimientos de la dinámica de la Tierra y de su estructuración interna. Posiblemente sea el mejor método, para la determinación de parámetros físicos de las rocas y materiales constituyentes. Estos parámetros se obtienen de forma indirecta a partir de los datos sísmicos y requieren del conocimiento de los tiempos de recorridos de las perturbaciones acústicas (ondas sísmicas) y de sus trayectorias. Para ello, es básico el registro de estos frentes de onda con diferentes componentes ortogonales (acimutes) mediante sensores sísmicos (geófonos). La resolución depende de la cobertura y número de sensores susceptibles de registrar las perturbaciones y sus tiempos de llegada. En tierra, la resolución y cobertura es adecuada en el ámbito regional, y es relativamente fácil aumentarla en casos específicos mediante la disposición de estaciones sísmicas portátiles. No obstante, es importante señalar que la dinámica de la litosfera, asociada a la interacción de las placas tectónicas ocurre en su mayor parte en las cuencas y márgenes oceánicos (más del 99% de la actividad tectono-volcánica de la Tierra proviene de los márgenes continentales y zonas de acreción oceánica), y sin embargo la distribución de estaciones sísmicas marinas está lejos de las equivalentes en tierra, bien sea por la complejidad tecnológica que requiere el medio, bien por las dificultades de acceso a los registros de las mismas, o simplemente por cuestiones logísticas. Por ello, avanzar en estos aspectos redundará sin lugar a dudas en un mayor y mejor conocimiento de los procesos que intervienen en la dinámica de la litosfera terrestre.

Los instrumentos más utilizados para el estudio de los procesos sísmicos submarinos son los sismómetros de fondo marino (Ocean Bottom Seismometer: OBS) (Heffler *et al.* 1979; Vlad *et al.* 2003), instrumentos autónomos que se mantienen fijos e inmóviles durante el experimento. Los OBSs se depositan en el fondo marino, donde registran series temporales de datos (frente de ondas acústicas), realizándose la recuperación de los mismos mediante liberadores acústicos. En tierra, los sensores equivalentes (estaciones sismológicas) empezaron a utilizarse a principios de siglo, pero a nivel

marino su desarrollo y utilización es mucho más reciente. Los OBS empezaron a desarrollarse en la década de los 70 (Heffler *et al.* 1979), y a partir de entonces su tecnología no ha cesado de evolucionar, su utilización en el ámbito de las Ciencias de la Tierra se extiende rápidamente y son cada vez más numerosos los grupos de diversos países que tratan de desarrollar y perfeccionar sus propios instrumentos. De momento, la autonomía, la fiabilidad, y el número de OBSs disponibles por la comunidad científica internacional son todavía inferiores a las de las estaciones terrestres, pero los progresos en este sentido son rápidos y evidentes. Uno de los objetivos principales es el de obtener imágenes estructurales de alta resolución en los márgenes activos, para poder localizar con precisión la sismicidad. Ello permitirá asimismo determinar los mecanismos focales de los sismos, dotando de componentes dinámicas a las imágenes puramente estructurales proporcionadas por los datos sísmicos activos y, con ello, identificar las estructuras tectónicas (fallas activas, zona sismogénica inter-placas) y comprender los procesos de deformación activa generadores de los grandes terremotos que azotan periódicamente estas regiones.

En los últimos diez años el progreso tecnológico en ciencias marinas ha permitido un mejor aprovechamiento de los recursos naturales, así como un avance en la monitorización de riesgos naturales en el entorno marino. Se ha invertido significativamente en la innovación de la tecnología marina, permitiendo de ese modo una mejor supervisión de diferentes eventos a escala local y regional. De ahí la aplicación de los sismómetros en campos tan distintos como construcción de grandes obras en el medio marino, vigilancia y control de taludes en zonas próximas a la costa (Johnson *et al.* 1981), detección permanente de movimientos sísmicos y tsunamis (Pulliam *et al.* 1999), y localización de bolsas de hidrocarburos y metales (Prasada Rao *et al.* 2004; Bangs *et al.* 2001).

Los sismómetros de fondo marino (Heffler *et al.* 1979; Vlad *et al.* 2003) para la comunidad geo-científica han cobrado un especial interés en los últimos años, ya que son capaces de registrar información vital para la monitorización de la sismicidad natural (sísmica pasiva) y para la exploración del interior de la tierra utilizando fuentes artificiales (sísmica activa). En sísmica marina, se colocan decenas de OBSs en el fondo marino de la zona bajo estudio, equipos que recogen tanto datos de actividad sísmica o micro-sísmica, como frentes de onda generados por una fuente artificial, en general cañones de aire comprimido, situados a pocos metros de la superficie. El frente de onda contiene fases sísmicas reflejadas y refractadas en las diferentes capas del subsuelo marino (sismicidad activa por refracción) (Sinha *et al.* 1987; Johnson *et al.* 1981). El post-procesado de estos datos proporciona información de gran importancia de la geometría y las propiedades físicas del material constitutivo de las diferentes capas del subsuelo. Dependiendo del número y separación de los receptores, así como de la técnica de modelización utilizada, los métodos sísmicos permiten obtener imágenes estructurales del subsuelo y sus propiedades físicas a diferentes escalas y con distintos niveles de resolución. Las nuevas técnicas de modelización del terreno (Prasada *et al.* 2004) junto con la utilización de un número mayor de sismómetros (100 instrumentos) distribuidos en una gran superficie (100 km²) marina, proporcionan la resolución necesaria para la detección de bolsas de hidrocarburos, tarea exclusivamente llevada a cabo hasta ahora utilizando la técnica de sísmica de reflexión,

técnica donde el sistema sensor está compuesto por un array de hidrófonos de varios kilómetros.

Cada estación marina incorpora un hidrófono para registrar la presión del agua (onda directa de la fuente artificial), un geófono tri-axial para medir las vibraciones del subsuelo marino en los tres ejes de coordenadas, y una estructura de plástico que protege una esfera de cristal reforzado que soporta las altas presiones del fondo oceánico, esfera donde se aloja la electrónica de adquisición dotada de un reloj de alta precisión (Mànuel *et al.* 2002).

Existen diversas necesidades detectadas a lo largo de los años en la construcción de sismómetros marinos que se resumen a continuación:

Disponer de un sistema de registro y almacenamiento de datos de alta resolución con una excelente relación señal-ruido: La información proporcionada por los sensores (hidrófono y geófono) en un entorno ruidoso, junto con el bajo nivel de señal debido a la lejanía de la fuente artificial del equipo, deja en evidencia esta necesidad. Técnicas de reducción de ruido (Moonligan *et al.* 1998; Sharawi *et al.* 2004) en la implementación del sistema de instrumentación serán desarrolladas en este trabajo.

Falta de métodos de caracterización de sistemas de registro y almacenamiento de datos diseñados especialmente para sismómetros marinos: En este trabajo se desarrollan métodos para la evaluación y caracterización basados en las normas internacionales: “*IEEE Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders*” y “*IEEE Std-1241 Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*” (Kollar *et al.* 2000; Arpaia, *et al.* 1998), del sistema implementado.

Disponer de estaciones marinas autónomas con una autonomía mínima de varios meses: tanto para realizar registros de la actividad sísmica del fondo del océano en una zona concreta, como para detectar la generación de tsunamis, es necesario disponer de estaciones marinas autónomas (Romanowicz *et al.* 1998) con una autonomía mínima de varios meses. La optimización del consumo de la electrónica de adquisición y la capacidad de almacenamiento, junto con la implementación de algoritmos de detección de señal sísmica y su compresión (Livingston *et al.* 1994, Nijim *et al.* 1996, Stearns *et al.* 1993) posterior antes del proceso de almacenamiento, constituyen los factores más importantes en la definición de la autonomía final del equipo.

Determinación de los errores en los instantes de muestreo de la señal de entrada: la falta de acceso a una señal GPS (Global Positioning System) para la sincronización de reloj del equipo durante todo el experimento, acentúa la necesidad de establecer una base de tiempo de alta precisión, ya que en la sísmica de refracción es de vital importancia el conocimiento de los tiempos de generación del frente de onda acústica, y del tiempo de llegada de la onda refractada, lo que determina en la fase del procesado de la señal adquirida, la velocidad de la onda en las diferentes capas del subsuelo. La medida de los errores sistemáticos y aleatorios (jitter) existentes en la base de tiempo (Da Dalt *et al.* 2002; Awad, *et al.* 1998; Souders *et al.* 1998) permitirán la corrección posterior de los datos mejorando de forma clara la calidad de los datos.

De igual forma, se ha utilizado la norma internacional “*IEEE Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders*” para determinar los errores de la base de tiempo, detectando las limitaciones del método de test y proponiendo expresiones nuevas para el cálculo de jitter.

Como consecuencia de las distintas aplicaciones tanto científicas como industriales y las motivaciones expuestas anteriormente, queda plenamente reflejado el interés de este trabajo cuyo objetivo principal es el diseño, construcción y caracterización de un sistema de adquisición y almacenamiento de datos de alta resolución y óptima relación señal-ruido para un sismómetro marino (OBS).

Como resultado de este trabajo, está previsto construir el primer sismómetro de fondo marino en estado español con el tamaño más reducido, más ligero con la disponibilidad de un geófono exterior, ideal para el estudio de zonas submarinas de extensión amplia donde es necesario disponer un gran número de sismómetros, y capaz de ofrecer datos de gran calidad.

1.2- Objetivos

Considerando las motivaciones y antecedentes presentados anteriormente, este trabajo se centra en la optimización del diseño de los sismómetros de fondo marino, para reducir el nivel de ruido del sistema de adquisición y aumentar la autonomía del equipamiento, con objeto de mejorar la calidad de los datos en la adquisición continua de la señal sísmica. Asimismo será objetivo del presente trabajo la caracterización de los parámetros de ruido, distorsión y errores de la base de tiempo del sistema construido, basados en normas internacionales. La consecución de estos objetivos pasa por el diseño e implementación de un nuevo sistema de registro y almacenamiento de datos para el OBS. Para ello, se toma como punto de partida el diseño de MiniDOBS construido en los laboratorios Bullard en colaboración con la Universidad de Cambridge, ya que este diseño se ajusta mucho a la filosofía que se pretende seguir: la construcción de un instrumento de medida de tamaño reducido, ligero y de bajo coste.

Los objetivos genéricos planteados son los siguientes:

- 1- Optimización del consumo energético.
- 2- Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS y la capacidad de almacenamiento.
- 3- Caracterización del sistema de adquisición.
- 4- Estabilidad de la base de tiempo y optimización de la relación Señal-Ruido.
- 5- Validación del equipo en condiciones reales de trabajo.

1.3- Estructura del trabajo a realizar

Para lograr los objetivos; el trabajo realizado se ha estructurado según se detalla a continuación:

- **Optimización del consumo energético**

El trabajo realizado en relación con este objetivo está explicado de forma detallada en el capítulo tres de la memoria. En este punto del trabajo, se realiza un estudio del sistema de registro y almacenamiento del MiniDOBS y los elementos que intervienen en su construcción. La detección de los parámetros que intervienen en el rendimiento del sistema es clave para posteriormente incidir en su optimización a la hora de diseñar la versión final. Los diferentes convertidores analógico-digitales basados en diversas tecnologías e interfaces junto con diferentes elementos de procesado (microcontroladores, DSPs, etc.) y buses de comunicación ofrecen un gran abanico de posibilidades a considerar para el sistema final. Además, las especificaciones requieren una gran precisión y coherencia en la temporalización de los datos adquiridos, resaltando la necesidad de disponer de una única base de tiempo junto con un Real Time Clock (RTC) de alta resolución y velocidad de comunicación.

El estudio de la descarga de diferentes tipos de baterías en condiciones reales de trabajo del sistema permitirá evaluar de manera fiable la fuente de energía a elegir para el equipo, y de esta forma aumentar la autonomía del instrumento dando paso a la caracterización del consumo del equipo. Además, el estudio de los algoritmos de procesado y compresión de datos (Livingston *et al.* 1994, Nijim *et al.* 1996, Stearns *et al.* 1993) permitirán un mejor aprovechamiento de la capacidad de almacenaje, y por tanto del consumo energético.

Por otra parte, el diseño del módulo de conversión analógico-digital, selección de elementos de bajo consumo para el sistema y definición de algoritmos software para el funcionamiento del sistema con mínimo consumo, reducción del tamaño de toda la electrónica a emplear con el objetivo de habilitar más espacio para la fuente energética, formaran parte de este objetivo.

La consecución de este objetivo consistirá en la puesta en marcha de un nuevo sistema de registro y almacenamiento de datos (Erichsen *et al.* 1985; Wooding *et al.* 1998), con una única base de tiempos que incluye nuevos elementos de procesado de señal junto con el diseño de algoritmos de adquisición de datos.

- **Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS y la capacidad de almacenamiento**

El trabajo realizado en relación con este objetivo está explicado de forma detallada en el capítulo tres de la memoria. La utilización de amplificadores de bajo ruido en el diseño teniendo en cuenta la señal de salida del sensor y la entrada del convertidor a utilizar, conlleva el ajuste de la ganancia (Xu *et al.* 1993) según la sensibilidad del sensor para maximizar el margen dinámico. Asimismo la comparación entre el nivel de ruido de ambiente (Dario *et al.* 1998) a grandes profundidades debido las diferentes

fuentes naturales y antropogénicas, según los datos proporcionados por el US Geology Survey (USGS), y el nivel de ruido de la electrónica diseñada, proporciona información sobre la calidad de los datos del sistema.

La electrónica de adquisición de datos y especialmente el sistema de almacenamiento de datos que conforma la mayoría de los sismómetros marinos actuales tiene un alto consumo, ya que está compuesto por discos duros con la necesidad de altos valores de corriente para poder actuar sobre los motores, de esta forma las baterías utilizadas proporcionan al equipo una autonomía limitada de pocos días en adquisición continua. Además, ese gran consumo de corriente genera un alto nivel de ruido reflejado en el conjunto de datos almacenados. Si deseamos disponer de equipos de mayor autonomía que ofrezcan mejor calidad de datos, es lógico pensar en la utilización de elementos de almacenamiento de datos basados en tecnología digital por su bajo consumo, coste, tamaño y bajo ruido electrónico. Para cumplir estos requisitos, se utilizarán módulos de almacenamiento de datos basados en tecnología digital (CompactFlash, PCMCIA, etc.) proporcionando una capacidad de almacenamiento mayor a la existente actualmente y permitiendo la adquisición continua de datos manteniendo el nivel de ruido mucho menor.

La maximización de la autonomía pasa por una fuente de energía única a partir de la construcción de un paquete de baterías para el sistema de registro y almacenamiento completo, evidenciando la necesidad de un módulo de regulación de tensión a partir de esta entrada única, en cuyo diseño se deben utilizar elementos de alta regulación y estabilidad de tensión, generando un nivel bajo de ruido y de consumo energético. El diseño de este bloque debe satisfacer los márgenes de tensión de alimentación del resto de los módulos que constituyen el sistema de adquisición.

- **Caracterización del sistema de adquisición**

El trabajo realizado en relación con este objetivo está explicado de forma detallada en los capítulos cuatro y cinco de la memoria. Ante la aparición de integrados digitalizadores con mayores prestaciones, menor consumo, y al mismo tiempo ofreciendo un rango dinámico mayor y menor distorsión armónica total (THD); es lógico basar el diseño e implementación del módulo de adquisición de datos en estos convertidores.

La caracterización del módulo de conversión analógico-digital (Berthoumieu *et al.* 1997; Bellan *et al.* 1998, Guiaquinto *et al.* 1997) constituye un factor importante a la hora de cuantificar las prestaciones del equipo bajo construcción y la calidad del equipo construido, de esta forma, las características de ruido, distorsión armónica y errores de base de tiempo basados en las normas de caracterización de sistemas de adquisición existentes: “*IEEE-Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders*” y “*IEEE-Std-1241 Standard for Terminology and Test Methods For Analog-to-Digital Converters*”, deben ser cuantificados. Para ello se llevará a cabo el diseño de algoritmos de caracterización de sistemas de adquisición de alta resolución, basados en algoritmos de procesamiento de datos.

Los fenómenos aleatorios (jitter) existentes en todos los sistemas electrónicos relacionados con la transmisión de señal, comprometen la calidad de los datos registrados a largo plazo, además de aumentar el nivel de ruido de fondo de la electrónica, por lo que se implementarán algoritmos de cuantificación de los errores, tanto sistemáticos como aleatorios de la señal de reloj del sistema de conversión analógico-digital (Da Dalt *et al.* 2002; Awad *et al.* 1998). Para ello se utilizarán los procedimientos de test indicados en la norma “*IEEE-Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders*” donde se han detectado limitaciones de cálculo para sistemas de ancho de banda reducido. Para eliminar estas limitaciones, se propondrá un nuevo estimador para el cálculo de error aleatorio de la base de tiempo y además se calculará la incertidumbre de la estimación, parámetro de gran utilidad para determinar la duración del test. Todos estos algoritmos de medida permitirán aumentar la calidad de los datos adquiridos en la fase de procesamiento de la señal sísmica.

- **Estabilidad de la base de tiempo y optimización de la relación Señal /Ruido**

El trabajo realizado para determinar la estabilidad de la base de tiempo viene dado en los capítulos cuatro y cinco mientras la optimización de la relación Señal-Ruido se consigue en los capítulos tres y cinco. Este objetivo del trabajo está dedicado al diseño e implementación del sistema de registro y almacenamiento de datos final del sismómetro marino teniendo en cuenta las pruebas realizadas para la consecución de los objetivos anteriores. En este caso, la optimización del parámetro más importante en la sísmica de refracción es establecer una base de tiempo de gran estabilidad. Para establecer coherencia en los datos adquiridos, todas las señales que intervienen en la adquisición deben ser generadas a partir de una única fuente. Teniendo en cuenta que durante todo el experimento, el equipo no tiene acceso a una señal de sincronización de tiempo (GPS) y que las aplicaciones de sísmica marina de refracción requieren una gran precisión en la medida de los tiempos de generación y llegada de los frentes de onda acústica artificial y refractada respectivamente; el diseño e implementación de un módulo basado en un único cristal de gran estabilidad y precisión, ha sido imprescindible. La estabilidad y deriva del cristal con la variación de la temperatura de trabajo junto con su consumo energético serán parámetros a considerar a la hora de estudiar las diferentes tecnologías (OCXO, TCXO, MCXO, etc.) de construcción de cristales (Habic *et al.* 1994).

La cuantificación de la estabilidad y deriva de la base de tiempo con la temperatura dado un periodo de tiempo conforma un factor de gran importancia a la hora de ofrecer datos de sísmica marina que permitan a su vez cuantificar las incertidumbres de los modelos geofísicos, en este caso la realización de medidas de las derivas en la frecuencia del cristal (Lombardi *et al.* 1999; Filler *et al.* 1989) en condiciones reales de temperatura y humedad del sismómetro, equivalentes a las del fondo marino. Las medidas de frecuencia y tiempo se basarán en las normativas internacionales: “*IEEE Std-1139 Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and time Metrology*” y “*IEEE Std-1193 Guide for Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators*”, determinando la deriva de la frecuencia del cristal con la variación de la temperatura de ambiente. (Beaver *et al.* 2002).

En la sismica de refracción, la optimización de la relación señal-ruido pasa por la reducción del ruido electrónico total del datalogger diseñado e implementado, y en la mejora del nivel de señal proporcionado por la fuente artificial. Además, el nivel de ruido total y la integridad de la señal del módulo de adquisición está fuertemente asociado a su diseño, por lo que se debe hacer especial énfasis en las técnicas de reducción de ruido en la fase de diseño del esquemático y del PCB (Printed Circuit Board) de este módulo (Sharawi *et al.* 2004; Ghose *et al.* 1995; Hubing *et al.* 2003; Pitica *et al.* 2003).

- **Validación del equipo en condiciones reales de trabajo**

El capítulo seis de la memoria aborda el trabajo realizado relacionado con este objetivo. Como resultado de lo expuesto en los objetivos anteriores, se realizará el diseño e implementación del módulo de conversión analógico-digital final con las prestaciones de ruido y distorsión armónica adecuadas, conjuntamente con su posterior caracterización mediante tests del datalogger en el laboratorio y validación del prototipo en campañas científicas (Jones *et al.* 1998; Sauter *et al.* 1986), en concreto en la campaña científica CALIBRA a bordo del buque oceanográfico español García del Cid donde los datos del prototipo del sismómetro construido serán comparados con los de un sismómetro marino diseñado en el instituto de investigaciones marinas GEOMAR (Kiel Alemania). Este último actualmente es el sismómetro de fondo marino más utilizado en Europa para los estudios de geofísica marina (Bialas *et al.* 1999, Bialas *et al.* 2002).

1.4- Estructura de la memoria

Esta tesis doctoral consta de seis capítulos incluyendo el presente además de apéndices y bibliografía. En el segundo capítulo se realiza una introducción a la sismología marina presentando las nociones básicas en el estudio geofísico del fondo marino y haciendo énfasis en los diferentes tipos de experimentos de sismica marina que se realiza en actualidad. Además se destaca la importancia de los sismómetros marinos (OBS) en la sismología marina y se da una visión general del estado del arte de estos equipos actualmente disponibles. Para acabar se describe el primer OBS construido en España destacando sus características básicas y los diferentes elementos que lo componen.

El tercer capítulo está dedicado a la optimización del sistema de registro y almacenamiento de datos donde se presenta el sistema utilizado en el MiniDOBS. Seguidamente se presenta la evolución del sistema hasta su versión final dando los resultados preliminares de la caracterización de cada versión. Además se destaca los problemas que han surgido a lo largo de este diseño y sus correspondientes soluciones propuestas.

En el cuarto capítulo de la tesis se presenta el marco de referencia normativa en el cual se basa la caracterización del sistema bajo estudio, introduciendo los métodos de test y los sistemas de medida utilizados para calcular los parámetros basados en ruido, distorsión y los errores de la base de tiempo, estabilidad y deriva de la base de tiempo,

además de los algoritmos de procesamiento de señal diseñados para realizar estas medidas.

Los resultados de la caracterización del sistema de registro y almacenamiento utilizando los procedimientos de test descritos en el capítulo anterior, vienen agrupados en el capítulo cinco. También se presentan los resultados de las pruebas de estabilidad y deriva de la base de tiempo junto con las de consumo y de capacidad de almacenamiento del sistema realizados en el laboratorio. En esta parte de la memoria se especifican las limitaciones que se han detectado en la normativa a la hora de calcular el error aleatorio (jitter) de la base de tiempo del sistema presentando un nuevo estimador de jitter propuesto para ser incluido en la norma junto al cálculo de la incertidumbre de la estimación.

En el capítulo seis, se explican las pruebas realizadas en la campaña científica CALIBRA del año 2006, donde la calidad de los datos registrados por el sismómetro ha sido comparado con el equipo europeo de referencia. Además, se resumen las aportaciones que se han conseguido al término de esta tesis junto con las conclusiones que se han derivado de ella. Como parte final de la memoria se introduce la línea a seguir en el futuro para disponer de una pre-serie de OBSs para su utilización en futuras campañas de geofísica marina.

Capítulo 2

Introducción a los métodos sísmicos y estado del arte

La primera parte de este capítulo está dedicada a la introducción a los métodos sísmicos en el medio marino y la instrumentación utilizada en cada método, haciendo énfasis en la sísmica activa de refracción. Además se explica como se presentan y se interpretan los datos registrados por los sismómetros de fondo marino. En la segunda parte de este capítulo se presenta el estado del arte de los sismómetros de fondo marino, y como parte final se introduce el equipo construido.

2.1- Introducción

Las observaciones en el medio marino utilizando instrumentación geofísica son básicas para determinar la naturaleza y comportamiento del fondo marino y del interior de la tierra. Estas medidas no sólo ayudan a esclarecer las cuestiones fundamentales relacionadas con la constitución y funcionamiento de nuestro planeta, también tienen muchas aplicaciones prácticas. En los años 1930, los métodos sísmicos de tierra basados en la utilización de instrumentación electrónica fueron adaptados al mar. En 1934, C. Schlumberger, M. Schlumberger y E.G. Leonardon instalaron hidrófonos en la costa de Argelia para realizar medidas sísmicas convertidas a tensiones, pero después de la segunda guerra mundial la exploración sísmica en el mar sufrió un gran avance. El desarrollo tecnológico con propósitos militares proporcionó tanto la experiencia necesaria como los instrumentos básicos para realizar medidas geofísicas en un medio adverso. Técnicas de localización de submarinos y otros objetos habían avanzado rápidamente durante la guerra. Estas técnicas se basan en los registros y análisis de las perturbaciones tanto del frente de ondas sonoro como del campo magnético terrestre, contribuyendo de forma clave al rápido desarrollo de algunas de las herramientas para la exploración geofísica marina como: magnetómetros sensibles, hidrófonos y dispositivos capaces de producir explosiones frecuentes bajo agua (cañón de aire comprimido). El progreso en sismología marina se aceleró en los años 1960 en parte para responder a la demanda creciente de petróleo y otros minerales necesarios para el crecimiento industrial de la post-guerra. Más de 20% de las reservas de crudo del mundo se encuentra en el mar y se estima que el 40% del petróleo no descubierto permanece bajo mar. Actualmente la prospección sísmica marina es sin duda el método más potente que existe para la determinación de la estructura y propiedades físicas del subsuelo oceánico, y se utiliza ampliamente con fines tanto industriales como académicos. Este capítulo está dedicado a los fundamentos básicos de sismología marina además de los diferentes factores que afectan la señal captada por los OBSs. En la última parte se expone el estado de arte de los sismómetros marinos prestando especial atención a las características del sistema de registro y almacenamiento de datos.

2.2- Métodos Sísmicos

Los diferentes métodos sísmicos se desarrollan para obtener información sobre la estructura interna de la tierra a partir de las medidas de las ondas elásticas generadas por distintas fuentes de energía. Considerando la fuente de energía utilizada para realizar las medidas, se puede dividir la sismología o sísmica en dos tipos:

2.2.1- Sísmica pasiva

En sísmica pasiva, se registran las vibraciones generadas por fuentes de energía natural (terremotos) y por tanto su localización y naturaleza son desconocidas. Para realizar la monitorización sistemática de la sismicidad natural, se instalan estaciones sísmicas tanto terrestres como marinas permanentes en lugares estratégicos del planeta. La difícil accesibilidad del fondo oceánico, que ocupa 3/5 partes de la superficie del globo, hace que la distribución de estaciones sísmicas sea muy desigual y que las estaciones

marinas todavía sean muy pocas en comparación a las terrestres. Los objetivos principales de la observación de la sísmica pasiva son la localización de los terremotos, estimación de la magnitud y el estudio del interior de la tierra dando lugar a modelos de capas terrestres. En la actualidad se conoce que la tierra está constituida por tres capas principales: núcleo, núcleo exterior y el manto. La monitorización continua de los movimientos sísmicos en el medio marino se realiza por el registro del movimiento en sí además de la determinación de su magnitud y localización hipocentral. A partir de esta información, y utilizando técnicas de inversión topográfica, es posible obtener información detallada de la estructura interna de la tierra. Los últimos acontecimientos en el sur-este asiático han planteado sin embargo la necesidad perentoria de mejorar la cobertura de estaciones sísmicas marinas y permitir el acceso a los registros en tiempo real, con objeto de detectar la actividad sísmica en el fondo marino de manera rápida y precisa. El objetivo es desarrollar un sistema de alerta de tsunamis preciso y rápido. Este hecho abre una nueva frontera a los sismómetros marinos que son capaces de detectar la actividad sísmica del fondo a grandes profundidades y generando señales de aviso más rápidamente con el objetivo de salvar vidas humanas.

2.2.2- Sísmica activa

En sísmica activa las fuentes de energía utilizadas son controladas y tanto su posición como su naturaleza son conocidas. Originalmente se utilizaba material explosivo como fuente, pero hoy en día se emplean cañones de aire comprimido para generar las ondas acústicas. Este método se divide en dos dependiendo del diseño del sistema de adquisición y especialmente de localización relativa de las fuentes y receptores:

- **Sísmica de reflexión:** en sísmica de reflexión la distancia entre la fuente acústica (cañón de aire comprimido) y los sensores es de unas decenas de metros hasta unos pocos kilómetros. Esta es la razón por la que también se denomina sísmica de reflexión cuasi-vertical. En este tipo de sistemas el buque oceanográfico arrastra comúnmente uno o varios cañones de aire comprimido a una profundidad de pocos metros que generan explosiones (frente de ondas acústicas) cada cierto tiempo. Estas ondas se propagan a través de la columna de agua y el subsuelo y son reflejadas por las capas submarinas. El conjunto de sensores utilizado para captar estas reflexiones se denomina *streamer* (figura 2.2) y está compuesto por una serie de hidrófonos equiespaciados (12-25 m) y puede medir varios kilómetros de longitud (4-12 km). Todo el sistema es arrastrado por el buque, de forma que la distancia entre fuentes y receptores es siempre constante. En la figura 2.1 se puede observar un esquema de un experimento basado en sísmica de reflexión:

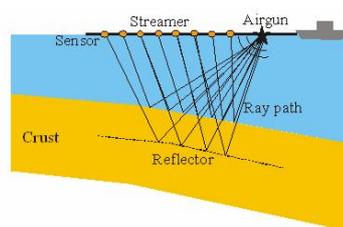


Figura 2.1: Esquema del experimento basado en sísmica de reflexión

El procesado de los datos obtenidos proporciona información sobre la constitución de las capas sedimentarias submarinas. Esta información permite determinar la estructura hasta profundidades de unos pocos km, dependiendo esencialmente de la longitud del streamer. La interpretación geológica de estas imágenes es la base para detectar hidrocarburos, y de ahí el interés de la industria petrolífera tanto para localizar reservas de petróleo, como para realizar estudios de estabilidad del fondo marino para la construcción de grandes obras marinas con el objeto de su extracción.



Figura 2.2: Una imagen del streamer

- **Sísmica de refracción:** en sísmica de refracción la distancia relativa entre la fuente de señal acústica y el receptor es arbitrariamente grande, pudiendo exceder a varias decenas de kilómetros. En este método, mediante cañones de aire comprimido se generan frentes de ondas acústicas que viajan hasta el fondo y propagan por las diferentes capas submarinas. Como la distancia entre fuentes y receptores es grande, los geófonos (sensores sísmicos) en este caso no registran las reflexiones cuasi-verticales en las capas del medio, sino también las refracciones que se propagan por encima del ángulo de incidencia crítico. Los OBSs son los equipos más utilizados en sísmica activa, disponen de un geófono que se acopla al fondo y de un hidrófono para recoger las ondas reflejadas. En este caso, se fondean los instrumentos que se reposan sobre el lecho marino. Se rastrea la zona mediante una embarcación arrastrando las fuentes artificiales que disparan cada cierto tiempo. La modelización mediante métodos tomográficos de los datos recogidos permite obtener información sobre la geometría y las propiedades físicas de las rocas a nivel de la corteza y el manto superior, es decir hasta 30-40 km dependiendo de la distancia máxima entre fuentes y receptores. La figura 2.3 muestra un esquema del experimento basado en sísmica de refracción:

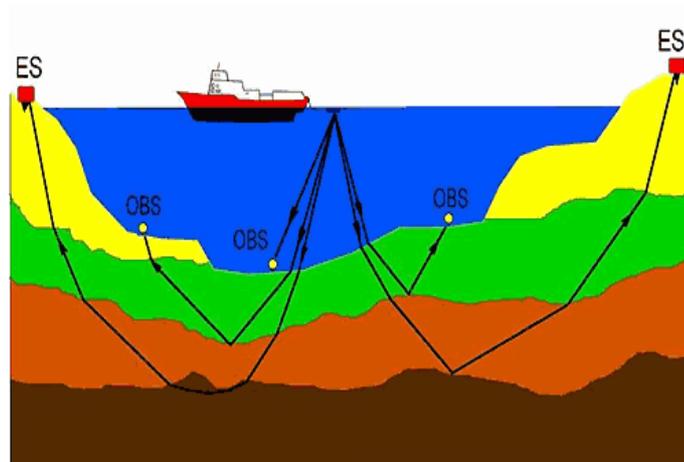


Figura 2.3: Esquema del experimento basado en sísmica de refracción

Así, en muchas campañas de sísmica marina (e.g MARCONI I, 2003), se realiza un estudio de la constitución de las capas submarinas desde las primeras capas sedimentarias mediante sísmica de reflexión, hasta profundidades mucho mayores mediante sísmica de refracción. Para ello se utilizan tanto streamers como OBSs como se observa en la figura 2.4:

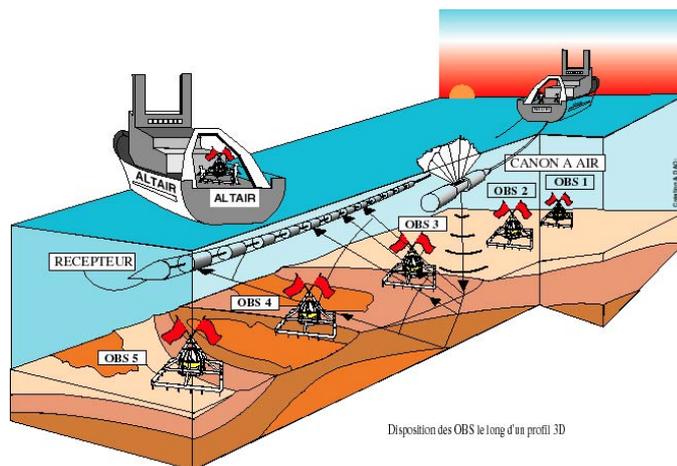


Figura 2.4: Diagrama de una campaña de sísmica de reflexión y refracción

En este tipo de campañas, la frecuencia de disparo constituye un compromiso a definir por el director de campaña. La frecuencia de disparo óptima para sísmica de refracción es 90-150 s para minimizar el ruido introducido al medio por tiros consecutivos, mientras que para sísmica de reflexión es 15-30 s para optimizar redundancia entre los hidrófonos del streamer.

2.3- Fuente de señal

La fuente de señal más utilizada en sísmica marina son los cañones de aire comprimido (figura 2.6). Se pueden conseguir presiones hasta 10000 psi (70 MPa) aunque cañones de 2000 psi (14 MPa) son los más habituales. Normalmente se agrupan varios cañones en un array, se distribuyen adecuadamente y se sitúan a profundidades determinadas

para obtener interferencias constructivas que permitan conseguir picos de señal mayores (> 50 bar-m) en el rango de frecuencias de interés. En estudios de sismica de refracción, esta señal puede ser detectada a través de ondas viajando por el fondo marino hasta una distancia de 500 km. La posición del cañón y el instante de tiro son conocidos durante todo el experimento mediante un sistema GPS (Global Positioning System). Los cañones de aire comprimido producen una amplia variedad de pulsos y espectros. Hay una relación directa entre la presión de disparo y la amplitud de la señal, y una relación de razón cúbica entre ésta y el volumen del cañón. Una característica importante de este tipo de fuentes es la repetibilidad de su firma acústica después de muchos disparos, lo que facilita el procesado de datos. Mediante hidrófonos colocados a poca distancia (1 m) del cañón se mide la señal de salida. La figura 2.5 muestra la señal de salida y su correspondiente espectro frecuencial. El disparo de un cañón de aire comprimido genera una señal primaria (útil) de alta energía y señales secundarias (no útil) debido a la oscilación de la burbuja. Para conseguir un pico de energía útil en un array de cañones y minimizar el efecto de las oscilaciones secundarias, los disparos de los cañones están controlados por tiempo, de forma que los pulsos de alta energía se interfieren constructivamente mientras los pulsos secundarios sufren interferencia destructiva. Las nuevas técnicas de diseño de cañones minimizan las oscilaciones de la burbuja mediante inyección de aire dentro de ella una vez se ha disparado el cañón. Además del tamaño de los cañones, el espacio entre los cañones también es un parámetro importante en el diseño del array. Si los cañones están separados por más de una longitud de onda de su señal de salida, ésta se ve afectada por la interacción de las burbujas.

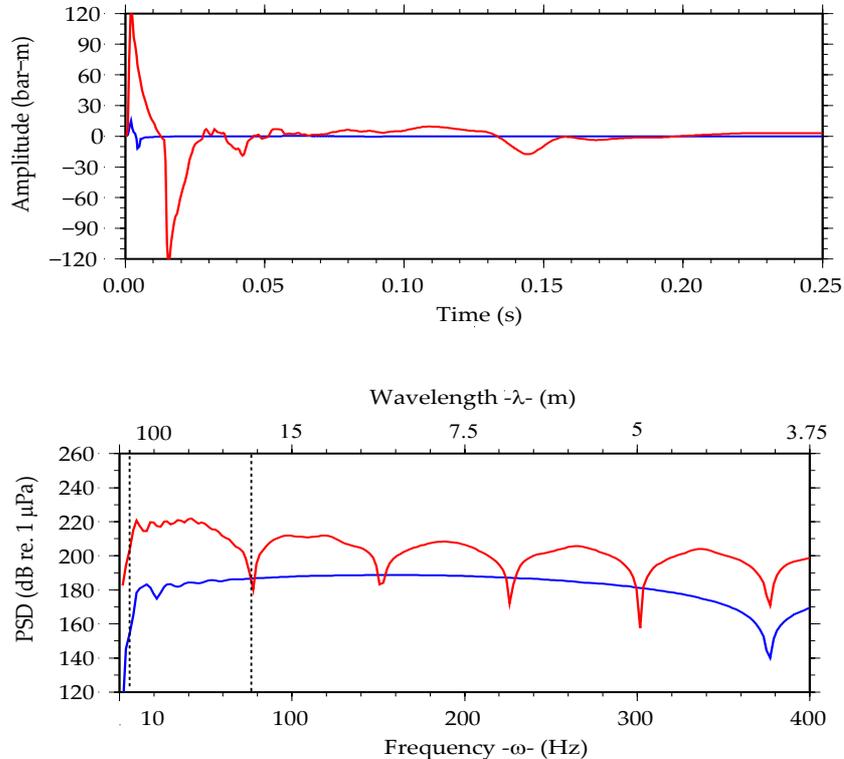


Figura 2.5: Señal de salida de un cañón de aire comprimido (superior) y su espectro frecuencial (PSD: Densidad espectral de potencia) (inferior). Línea roja: 36 cañones con 7500 c.i. de volumen total a 15 m de profundidad. Línea azul: 2 cañones 250 c.i. de volumen total a 2 m de profundidad

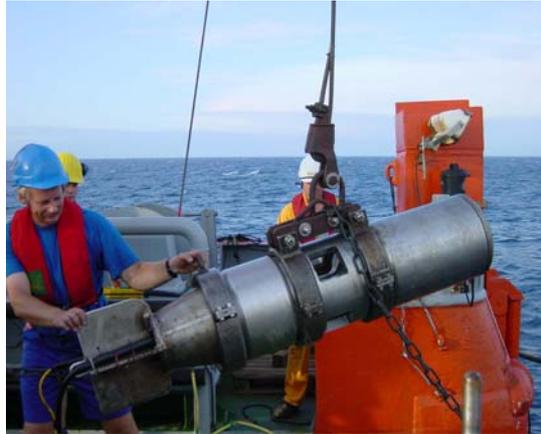


Figura 2.6: Imagen de un cañón de aire comprimido

2.4- Sensores

2.4.1- El geófono

Uno de los sensores incorporados en los sismómetros marinos es el geófono. Son sensibles a las vibraciones del suelo oceánico, entre ellas las provocadas por la llegada de las ondas sísmicas a la superficie de la tierra. Hoy en día, la mayoría de los geófonos utilizados están basados en el movimiento de una espira dentro de un campo magnético. La figura 2.7 muestra un imán permanente colocado dentro de dos espiras suspendidas mediante muelles apropiados. El geófono se deposita en el fondo marino y cuando éste se mueve, el imán también se mueve pero la espira tiende a mantenerse en reposo debido a su inercia. El movimiento relativo entre la espira y el campo magnético genera una tensión entre los terminales de la espira. Se amplifica esta tensión mediante amplificadores de bajo ruido y se transmite al módulo de registro y almacenamiento de datos mediante cables.

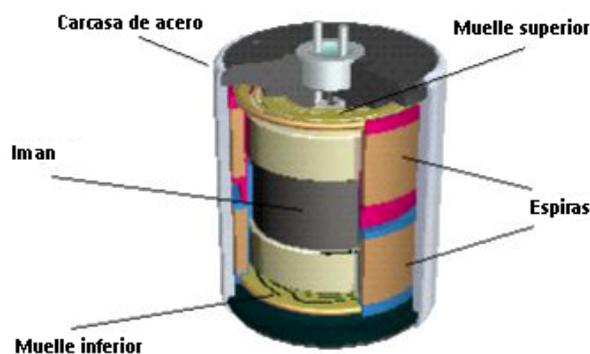


Figura 2.7: Esquema estructural de un geófono

El imán oscila en una sola dirección, y según cuál sea su orientación se habla de componentes verticales u horizontales. En general los geófonos actuales están constituidos por 3 componentes (dos horizontales y una vertical), pudiendo detectar de esta forma, vibraciones en los dos planos y registrar por tanto el campo de ondas

completo. Los sismómetros marinos utilizan un geófono vertical y dos geófonos horizontales, colocados dentro de un habitáculo capaz de soportar las altas presiones del fondo marino (Roset *et al.* 2007). El geófono mide la aceleración o velocidad provocada por el movimiento del fondo marino tanto en sísmica pasiva como en activa. La respuesta del sensor está definida por su función de transferencia que viene dada en la siguiente expresión (Havskov *et al.* 2004):

$$H(s) = \frac{R_{load} \left(\frac{k}{R} \right) s}{s^2 + \left(\frac{\tau}{m} + \frac{k^2}{Rm} \right) s + \left(\frac{S}{m} \right)} = \frac{H_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.1)$$

Donde τ es el factor de amortiguamiento mecánico, m es la masa de la espira, R es la resistencia de la espira, S es el constante del muelle y R_{load} es la resistencia de carga. El parámetro k viene dada por:

$$k = 2\pi r n H \quad (2.2)$$

Donde r es el radio de la espira, n es el número de vueltas de la espira y H es el valor del campo magnético. La frecuencia natural de los geófonos denominados de corto periodo f_n está entre 4 y 10 Hz, que corresponde a las frecuencias mas bajas que se pueden alcanzar con los sistemas de cañones de aire comprimido. En sísmica pasiva es conveniente utilizar sensores con una frecuencia de resonancia notablemente menor (en general 0.025-0.033 Hz , pero idealmente hasta 0.0027 Hz) si se pretenden analizar las oscilaciones terrestres originadas por los terremotos en toda su riqueza. La expresión 2.1 implica que:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{S}{m}} \quad (2.3)$$

La expresión 2.3 indica que para reducir la frecuencia de resonancia del geófono es necesario aumentar la masa de la espira y por tanto el tamaño del sensor, de forma que una reducción de una década en la frecuencia de resonancia supone un aumento en la masa de la espira de un factor de 100. Este aumento en la masa y el tamaño del geófono hace que los sismómetros marinos construidos para sísmica pasiva y activa sean estructuralmente distintos. Dentro del apartado 2.8 de este capítulo se detalla las características de algunos sismómetros marinos diseñados para sísmica activa y pasiva.

2.4.2- El hidrófono

El hidrófono es un sensor piezoeléctrico utilizado para detectar las ondas de presión que se propagan en el agua. Los cambios de presión dentro de la columna de agua producen pequeñas tensiones en el circuito del transductor que son amplificadas y enviadas al sistema de adquisición mediante cables submarinos. Normalmente se integra el amplificador dentro del transductor para minimizar las pérdidas en el cable. La sensibilidad del hidrófono se expresa en dB re 1 V/ μ Pa de forma que una sensibilidad de -180 dB rel V/ μ Pa significa que el hidrófono en circuito abierto genera

una tensión *RMS* (Root Mean Square) de 1nV cuando se sitúa en un campo acústico con una presión de 1 μPa . La figura 2.8 muestra la respuesta frecuencial de un hidrófono:

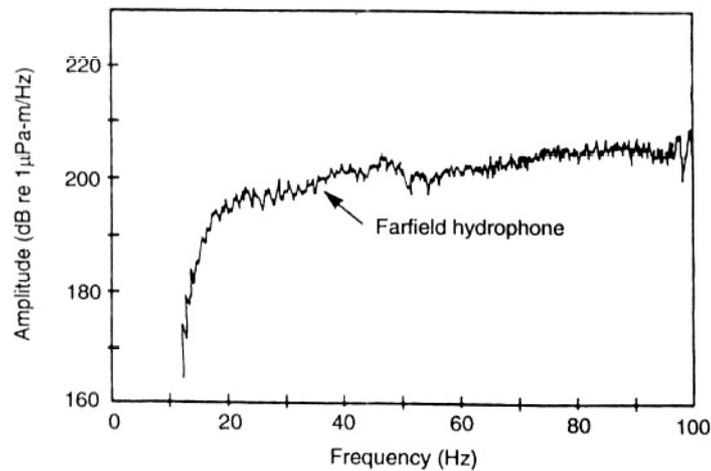


Figura 2.8: Respuesta frecuencial del hidrófono

Los sismómetros de fondo marino están equipados con un hidrófono para detectar tanto la onda directa generada por el cañón de aire comprimido, como sus correspondientes reflexiones en el fondo marino. Los hidrófonos piezoeléctricos tienen una alta impedancia de salida por lo que se debe utilizar amplificadores de carga para transferencia máxima de energía.

2.5- El canal

El medio marino posee una estructura interna y una peculiar superficie superior e inferior que crea muchos efectos diversos en la onda acústica emitida desde un emisor acústico. La señal acústica que viaja por el mar es retardada y debilitada por el medio. El retardo de la señal acústica emitida por el cañón de aire comprimido es debido al cambio de velocidad en el mar mientras que su atenuación viene dada por las pérdidas de transmisión. El parámetro *pérdida de transmisión* describe de forma cuantitativa la atenuación de la onda acústica entre la fuente y un receptor a una distancia en el mar (Urick *et al.* 1967).

Las dos causas principales en la pérdida de transmisión son: pérdida por *Divergencia* y por *Atenuación*. La divergencia es un efecto geométrico que representa la atenuación regular de la onda sonora mientras se propaga hacia el exterior desde la fuente. Existen diversos tipos de divergencia de la onda en el mar dependiendo de la forma que el frente se propaga en el medio. En el caso del disparo de un cañón de aire comprimido, la potencia generada por la fuente se radia igualmente en todas las direcciones y se distribuye a lo largo de la superficie de una esfera que envuelve la fuente dando lugar a *divergencia esférica*. Cuando la onda acústica generada choca con el contorno marino (superficie, fondo), su divergencia se convierte en *cilíndrica* (Urick *et al.* 1967).

La atenuación implica un proceso de conversión de energía acústica en calor y representa una pérdida de energía real en el medio por el que viaja. El parámetro que cuantifica este fenómeno es el *coeficiente de absorción* (Urick *et al.* 1967). Principalmente existen tres factores que influyen en el valor del coeficiente de absorción en el medio marino: salinidad, temperatura y presión siendo este último el parámetro dominante. Además el valor del coeficiente absorción varía con la frecuencia de la onda acústica emitida. A frecuencias por debajo de 5 kHz los valores del coeficiente de atenuación medido en el mar son mucho más altos que los valores teóricos.

En sismica activa de refracción la pérdida por atenuación en medio marino es despreciable respecto a la divergencia esférica y por tanto solamente se tiene en cuenta esta última a la hora de representar de los datos registrados por el OBS.

2.6- Presentación de los datos registrados

Los siguientes apartados de esta sección están dedicados a la presentación de los datos que registran los sismómetros de fondo marino. Mediante técnicas de procesamiento de señal, se representan los datos en gráficas denominadas *secciones sísmicas* donde se observan tanto las reflexiones como las refracciones del frente de onda acústica en las diferentes subcapas marinas, por inspección directa.

2.6.1- Reflexión y refracción de las ondas sísmicas: ley de Snell

A modo de introducción a la presentación de los datos en las secciones sísmicas, es necesario conocer anteriormente el comportamiento de las ondas en su paso por una discontinuidad. Uno de los objetivos principales en sismología marina es saber cuál es la distribución de las velocidades de las ondas elásticas en el medio bajo estudio, y especialmente como varían éstas en profundidad. En sismica activa, las reflexiones y refracciones de las ondas sirven para determinar su velocidad en el medio. Cuando la onda encuentra un cambio brusco en las propiedades elásticas, como en la superficie de separación entre dos capas, parte de la energía se refleja y otra parte se transmite al otro medio con un cambio brusco en la dirección de propagación en la interfaz. Si se considera un medio con múltiples capas (figura 2.9), la *ley de Snell* determina la relación entre la onda incidente y refractada mediante la expresión 2.4.

$$p = \frac{\sin(\theta_1)}{V_1} = \frac{\sin(\theta_2)}{V_2} = \frac{\sin(\theta_3)}{V_3} \quad (2.4)$$

Donde p es el parámetro del rayo que se mantiene constante en propagación lateral en un medio homogéneo. V_i es la velocidad de la onda en cada capa y si $V_3 > V_2 > V_1$, el rayo se refracta hacia la dirección horizontal y para un *ángulo crítico* Θ_c de la onda incidente con el eje vertical, la refracción de la onda será totalmente horizontal como muestra la figura 2.10.

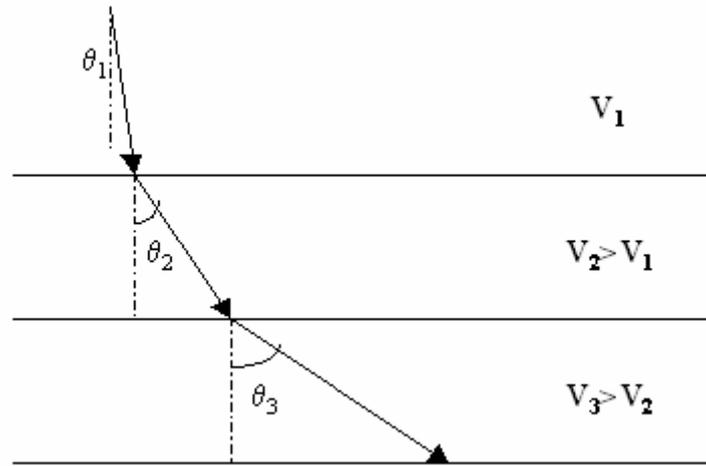


Figura 2.9: Paso de la onda sísmica por una estructura idealizada con varias capas con velocidad creciente con la profundidad

Para una estructura de dos capas planas, las expresiones siguientes definen los tiempos que transcurren para que la onda viaje las diferentes trayectorias:

Trayectoria 1:

$$t^2 = \left(\frac{x}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{h}{V_1}\right)^2 = \left(\frac{x}{V_1}\right)^2 + t_0 \tag{2.5}$$

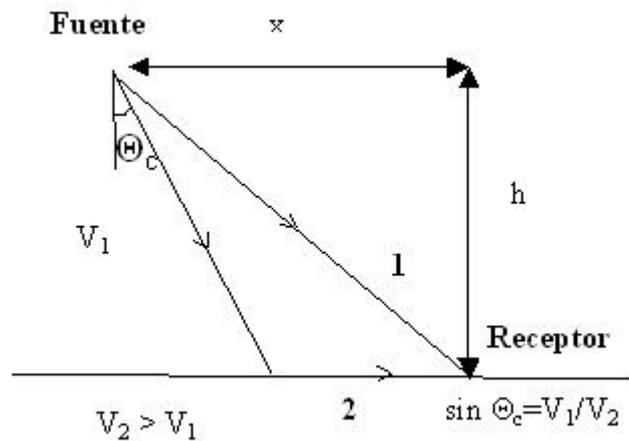


Figura 2.10: Incidencia de la onda con el ángulo crítico

Trayectoria 2:

$$t = \frac{z_1}{V_1} \sqrt{1 - \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2} + \frac{x}{V_2} \tag{2.6}$$

Donde z_1 es la distancia vertical hasta la capa donde se produce la refracción total. Para la corteza oceánica, z_1 es 7 km, mientras que para la corteza continental, z_1 es 30 km. En el caso de una estructura con N capas del fondo de la figura 2.11, el tiempo que transcurre para que la onda viaje entre la fuente y el receptor viene dada por la expresión 2.7:

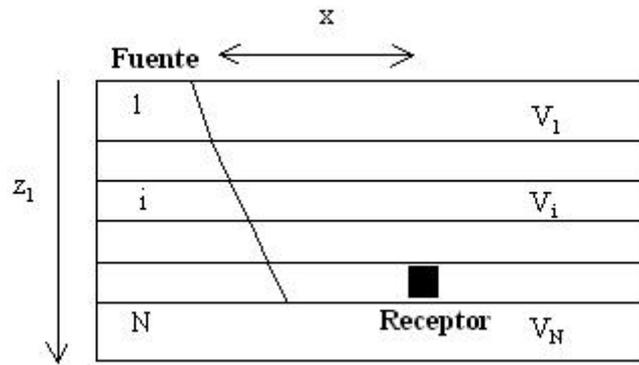


Figura 2.11: Refracción de la onda incidente en una estructura con N capas

$$t_N = \frac{x}{V_N} + \sum_{i=1}^{N-1} \frac{z_1}{V_i} \sqrt{1 - \left(\frac{V_i}{V_N}\right)^2} \quad (2.7)$$

En zonas donde el fondo marino tenga una cierta pendiente como en la figura 2.12, el tiempo de viaje de la onda es:

$$t_{FR} = \frac{x}{V_1} \sin(\theta + \phi) + \frac{Z_h}{V_1} \cos(\theta) \quad (2.8)$$

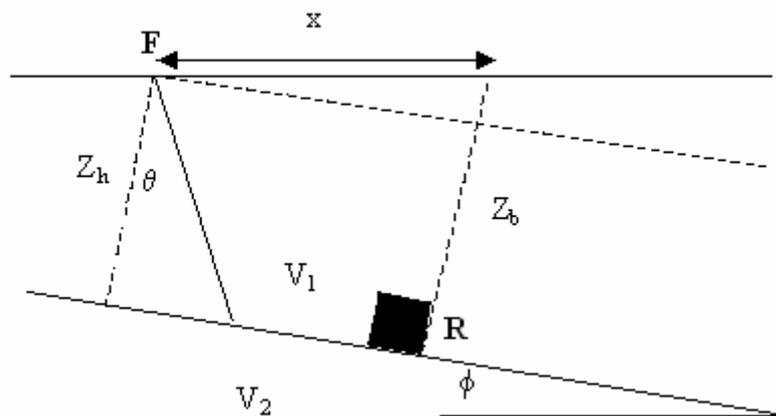


Figura 2.12: Refracción de la onda sísmica incidente en una capa con pendiente

2.6.2- Construcción de las secciones sísmicas

El procesado de datos tiene como objetivos principales mejorar la relación señal-ruido y reforzar la información coherente y eliminar la incoherente. Para conseguir estos objetivos, se realizan las siguientes tareas en la fase de procesado de datos:

Corrección por pérdida de transmisión de la onda acústica por divergencia esférica.
 Filtrado frecuencial para las frecuencias de interés (1-20 Hz)
 Deconvolución predictiva
 Ecuilización AGC (Automatic Gain Control)

Estas acciones mejoran de forma significativa la relación señal/ruido dentro de la sección sísmica.

Para aprovechar al máximo la capacidad de almacenamiento, los datos registrados son comprimidos (Nijim *et al.* 1996, Livingston *et al.* 1994, Stearns *et al.* 1993) antes de ser almacenados. A modo de comprobación previa, antes de procesar los datos, se visualizan en dominio temporal mediante un programa en *MATLAB* que descomprime los ficheros de datos, separando los datos de los diferentes canales y visualizándolos en gráficas separadas. La figura 2.13 muestra los datos correspondientes al canal vertical del geófono, registrado en la campaña Calibra 2006. Los picos de señal corresponden a los disparos del cañón de aire comprimido, mientras la banda central corresponde al ruido electrónico más ruido sísmico de fondo.

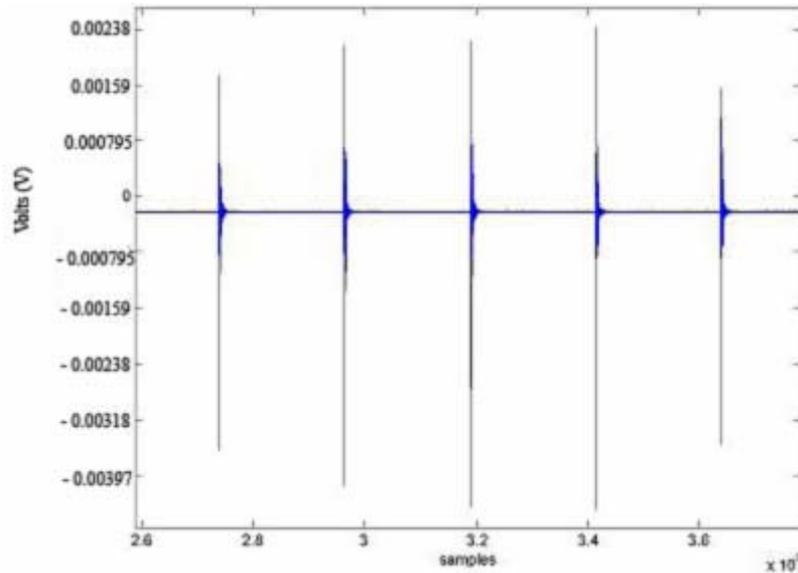


Figura 2.13: Datos correspondientes al canal vertical del geófono en el dominio temporal

A lo largo de este capítulo de tesis se ha explicado que en sismica de refracción, el parámetro clave que permite estimar la estructura y las propiedades del medio es la velocidad de la onda acústica. Gráficas como la figura 2.13 visualizan los datos correspondientes a disparos de la fuente artificial en dominio temporal y sirven para comprobar el nivel de ruido y amplitud en el registro, pero no permiten identificar y cuantificar los paquetes de energía coherente (fases sísmicas) correspondiente a las

distintas reflexiones y refracciones de la onda sísmica a medida que se propaga e interacciona con el medio. Para poder visualizar estas ondas, los datos de los OBSs se representan en gráficas de tipo tiempo-distancia (sección sísmica) donde un eje corresponde a la distancia entre la fuente y receptor y en el otro se muestra el tiempo de registro, es decir el tiempo transcurrido entre la generación y recepción de la señal. Por tanto, resulta evidente que es indispensable que haya una excelente sincronización entre los relojes internos de los distintos receptores (OBS), que marcan el tiempo de registro, y el reloj que controla el sistema de cañones, que marca el tiempo de cada disparo.

A continuación se explica el procedimiento básico para presentar y corregir los datos en este tipo de diagramas.

En primer lugar, se sincroniza el reloj interno de cada OBS con el del controlador del sistema de cañones, se calcula la deriva respecto al instante de fondeo, y se corrige la serie temporal de registro asumiendo que la deriva es lineal. Por esta razón es importante que la deriva sea efectivamente lineal.

Una vez corregida la deriva, se toman los tiempos de generación de las ondas acústicas (tiempos de tiro), así como la posición del barco. Esto se realiza mediante equipos GPS que permiten conocer la posición y el tiempo en todo momento durante la campaña con la precisión requerida.

Para los datos de cada canal (las tres componentes del geófono más la correspondiente al hidrófono), se marcan los tiempos de disparo registrados en el barco sobre las gráficas en el dominio temporal (figura 2.13). Este ejercicio se denomina fusión de los datos con la navegación y permite referenciar los registros al tiempo de propagación del frente de ondas .

Se extrae un número constante de muestras a partir del tiempo de disparo marcado anteriormente. Las muestras extraídas se guardan como trazas independientes. El número de muestras depende de la longitud de la representación. Para sísmica de refracción, es habitual extraer entre 10 y 15 segundos, una longitud suficiente para detectar todas las reflexiones y refracciones producidas hasta la base de la corteza (hasta 20-30 km).

La sección sísmica se forma dibujando las trazas independientes teniendo en cuenta que el eje de tiempo se sitúa en vertical (eje y). La separación horizontal entre las trazas contiguas es la distancia recorrida por la fuente artificial (barco) entre dos disparos consecutivos. En este punto, la representación tiene la forma que se muestra en la figura 2.14:

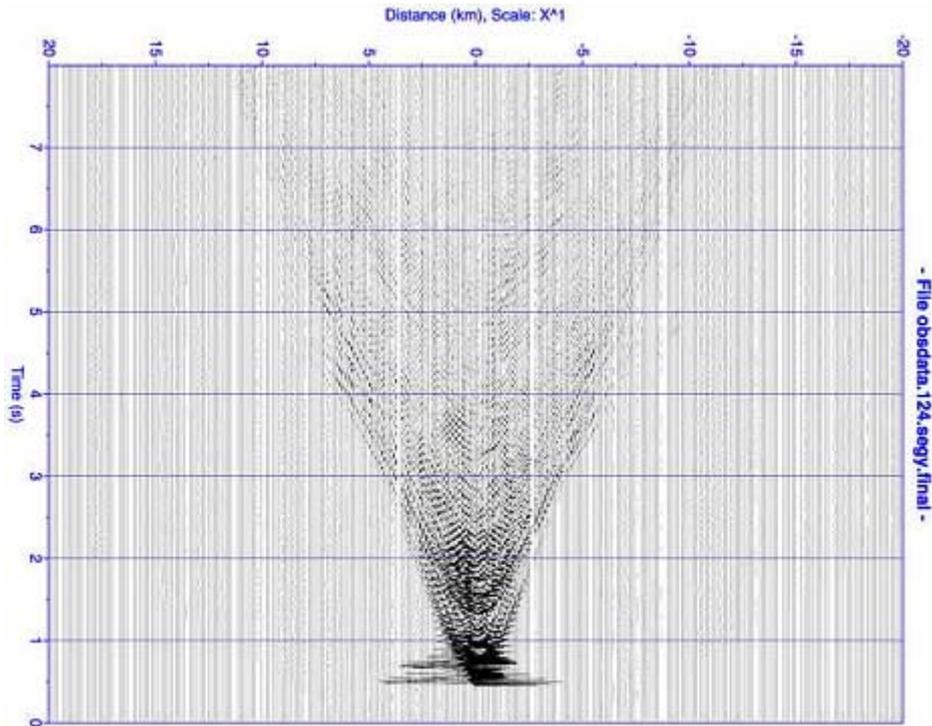


Figura 2.14: Representación de las trazas independientes en una sección sísmica

Debido a la diferencia del nivel de señal entre la onda directa del agua y las señales más débiles de la misma, se aplica un factor de amplificación a los datos respecto a la distancia para poder detectar las refracciones en las gráficas. Esta amplificación provoca interferencia entre las trazas independientes debido a los picos de señal amplificada. Para evitar este efecto, se normalizan los picos de señal en las trazas y para aumentar la definición de la representación, se rellenan las áreas encerradas por las trazas que contienen valores positivos (figura 2.15).

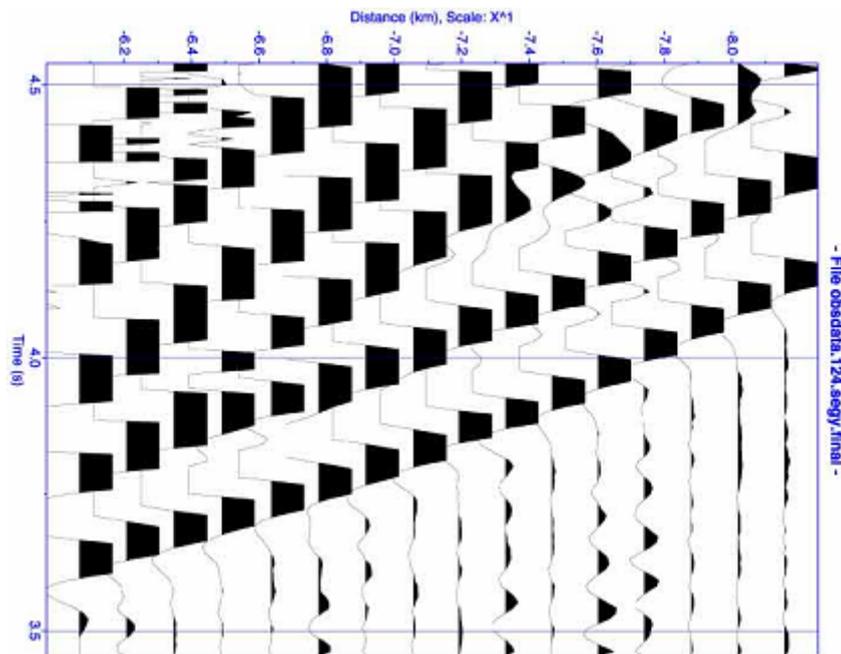


Figura 2.15: Sección sísmica ampliado con factor de amplificación, recorte de amplitudes y relleno de áreas positivas

Generalmente se aplican técnicas avanzadas de procesamiento de señal (Rodríguez, *et al.* 2006); para mejorar al máximo la relación señal ruido y facilitar la identificación de las fases sísmicas de interés como las refracciones y reflexiones a niveles profundos. La representación final (sección sísmica) tiene la siguiente forma:

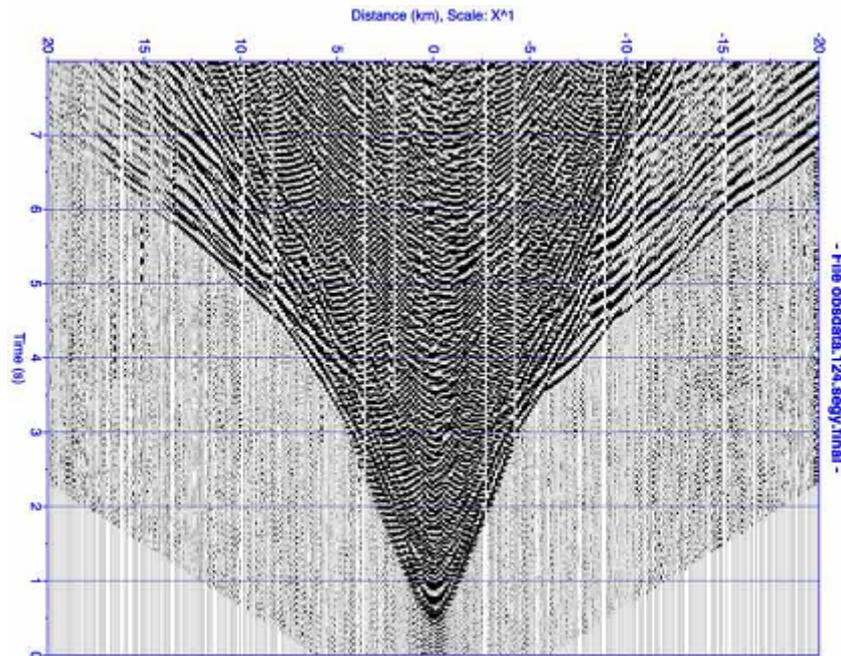


Figura 2.16: Sección sísmica obtenida a partir de datos del OBS

Es habitual representar la figura 2.16 de forma invertida.

2.7- Interpretación de los datos

Una vez representados los datos registrados en diagramas de sección sísmica, se procede a la identificación de las diferentes fases sísmicas de interés (en general refracciones y reflexiones en las distintas discontinuidades del medio). La información referente a los tiempos de trayecto de las distintas fases permite determinar la velocidad de propagación de la onda por las distintas "capas" geológicas por las que pasa, y caracterizar, a su vez, su geometría y espesor. Las ecuaciones (2.5) y (2.6) muestran los tiempos transcurridos para que la onda recorra las trayectorias 1 (onda directa) y 2 (refracción) en la figura 2.10. La onda directa es la única que se transmite íntegramente a través de la capa de agua, un medio razonablemente sencillo, uniforme y controlado en comparación con el subsuelo, de forma que permite corregir con la precisión necesaria la localización (posición y profundidad) del instrumento y la orientación del geófono en el lecho marino. La figura 2.17 muestra las curvas representadas por estas expresiones:

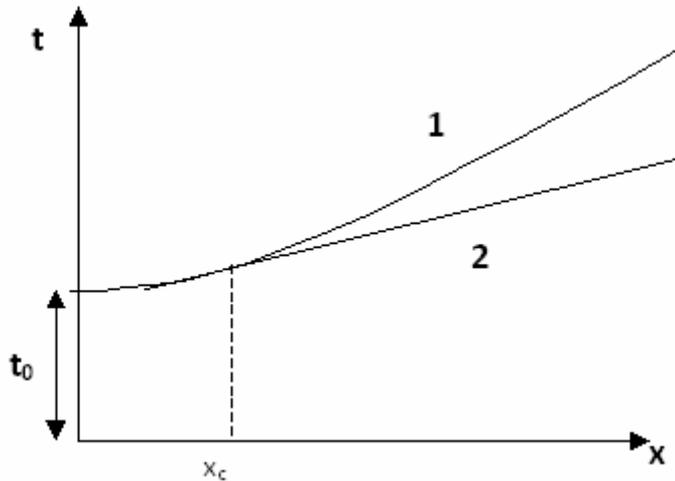


Figura 2.17: : Las curvas que representan la las ecuaciones de la onda directa (2.5) y la onda refractada (2.6)

Simplificando al límite en aras de la claridad se puede ver que la onda directa de agua para un receptor localizado en el fondo marino es una hipérbola con punto de corte en t_0 y foco en $(V_1^2 + t_0^2)^{1/2}$ mientras la refracción crítica en la capa inmediatamente inferior es en este tipo de representación una recta con pendiente $1/V_2$. Es decir, este tipo de fase permite estimar directamente la velocidad de la capa inferior. Por otra parte, la recta es tangente a la hipérbola en:

$$x_c = \frac{2z_1V_1}{\sqrt{V_2^2 - V_1^2}} \tag{2.9}$$

de forma que si conocemos V_1 y V_2 es posible estimar el espesor de la capa 1, z_1 . Un medio arbitrario lateralmente uniforme se puede aproximar de forma algo más realista como un conjunto de N capas de espesor z_N y velocidad V_N (ecuación 2.11), de forma que el conjunto de refracciones se confunden en la sección sísmica, dando lugar a una envolvente curva limitada por las sucesivas refracciones (figura 2.18) en las capas más profundas con velocidad progresivamente más elevada. Esta es aproximadamente la forma en que aparecen las refracciones (que corresponden siempre a las “primeras llegadas”) en registros reales en los que el medio es heterogéneo pero generalmente caracterizados por gradientes positivos de velocidad en profundidad. Un ejemplo de registro real en que aparecen las distintas fases mencionadas se muestra en la figura 2.19. La modelización simultánea de los tiempos de llegada de las distintas fases sísmicas registradas en los distintos receptores permite obtener modelos (de resolución limitada dependiendo del método que se utilice) de la velocidad de propagación y la geometría de los reflectores.

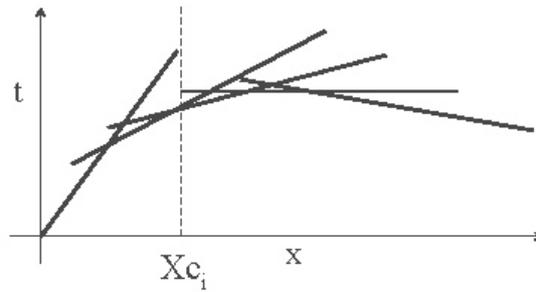


Figura 2.18: Refracciones de la onda acústica en un plano de N capas

La figura 2.19 corresponde a una sección sísmica permitiendo identificar más claramente las fases de interés, especialmente las más profundas y débiles de datos recogidos por un OBS en una campaña científica de refracción. Las reflexiones y refracciones de la onda acústica se identifican mediante inspección directa del diagrama.

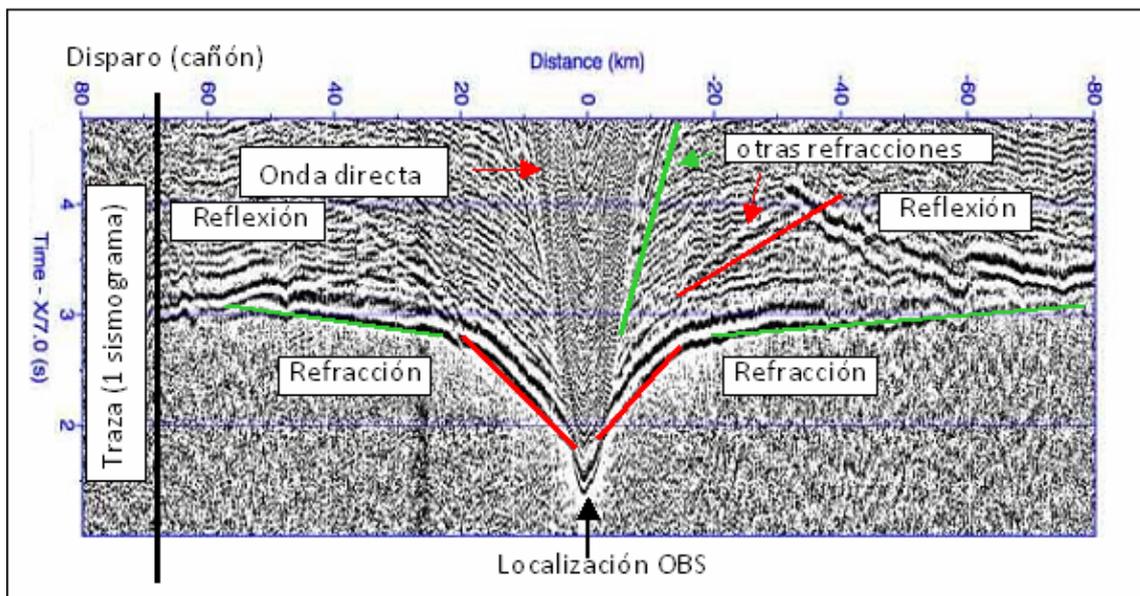


Figura 2.19: Sección sísmica obtenido a partir de datos recogidos por un OBS en una campaña de sísmica activa. Se identifican la onda directa, las reflexiones y refracciones de la onda acústica

Hay que recordar que el objetivo final de los datos registrados por los OBSs es determinar un modelo representativo del medio a nivel estructural y constitutivo. Para ello, se parte de los registros sísmicos de los OBS (tiempos de trayecto de las fases sísmicas y sus amplitudes relativas) y se procesa la información para obtener los parámetros del medio: velocidades de propagación, espesor de las capas y geometría de los reflectores. Como en todo problema de carácter interpretativo, existen maneras opuestas de afrontar el problema, identificadas de forma genérica como el método directo e inverso (figura 2.20).

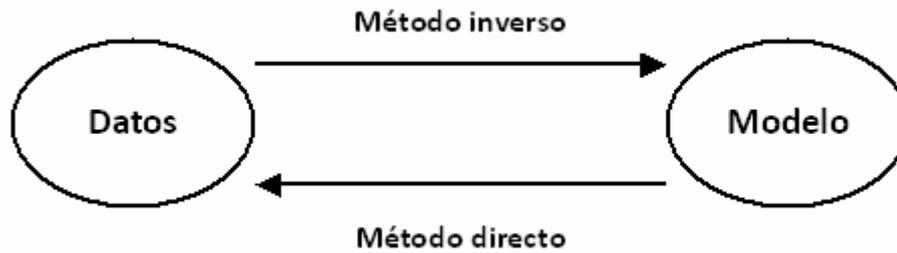


Figura 2.20: Método directo e inverso en el modelado del fondo marino

En el método directo, el modelo se estima hasta que el ajuste entre datos registrados y estimados satisfaga al modelador. Por tanto, solamente es necesario tener un código que calcule la propagación de las ondas en el medio (es lo que se denomina resolución del problema directo *sensu stricto*) y permita comparar los sismogramas reales con los calculados. A partir de esta comparación se modifica el modelo de referencia y se repite el proceso tantas veces cuanto sea necesario hasta obtener un “ajuste satisfactorio”. Es decir, depende totalmente del buen criterio y la experiencia del modelador (Sallares *et al*, 1999).

El problema inverso consta de dos partes. La primera es la misma que en el directo, es decir, la resolución del problema directo o propagación de ondas en el “modelo de referencia”. La segunda parte es la que corresponde en realidad al problema inverso. Si bien hay varias técnicas de inversión distintas dependiendo de las aproximaciones matemáticas y los métodos de cálculo, el punto en común es aprovechar el principio de Fresnel, el hecho de que la trayectoria del rayo (cuya dirección se define como la perpendicular al frente de onda en cada punto) varía poco para variaciones pequeñas en el modelo (i.e., la velocidad de propagación). Este hecho permite utilizar métodos variacionales y aproximaciones de primer orden para linealizar el problema en el entorno del modelo de referencia y minimizar los residuos de tiempo de forma iterativa utilizando una cierta norma (generalmente se utiliza la norma L2) hasta que se cumpla un cierto criterio. El principio de Fresnel garantiza la convergencia a un mínimo local, pero resulta evidente que para alcanzar el mínimo absoluto (la representación óptima del modelo real en los límites de la formulación utilizada), es necesario partir de un modelo inicial “suficientemente próximo” a los datos. Aparte de la automatización en la obtención del modelo de velocidad, otra ventaja del problema inverso es que permite estimar los errores absolutos del modelo mediante análisis de tipo estadístico (i.e., Monte-Carlo) (Sallares *et al*. 2005). La figura 2.21 muestra un modelo de velocidades de propagación del medio obtenido a partir de datos registrados por OBSs en una campaña de sísmica activa:

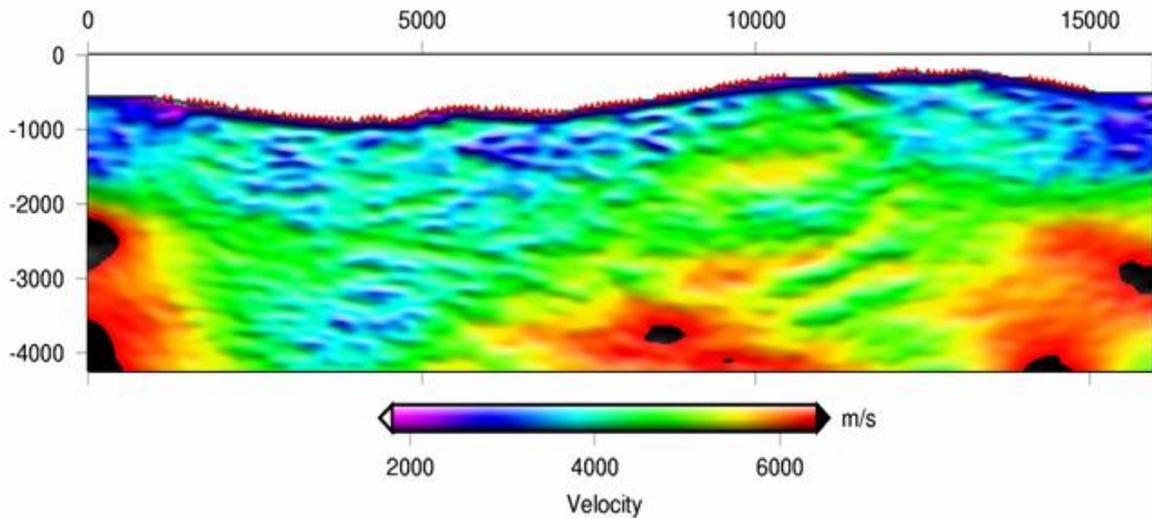


Figura 2.21: Modelo de velocidades de propagación en el medio obtenido a partir de datos registrados por OBSs en una campaña de sismica activa

2.8- Estado del arte

Los sismómetros de fondo marino son equipos que se depositan mediante caída libre en el lecho marino y son capaces de captar las vibraciones del fondo del mar, tanto del suelo como del agua. Para recoger las vibraciones del suelo utiliza un geófono de tres componentes ortogonales entre sí (una vertical y dos horizontales) y para captar las ondas que proceden de la columna de agua usa un hidrófono. Su modo de funcionamiento es autónomo respecto al buque desde donde se despliega o se recupera. Al acabar el experimento, la embarcación con la que se recupera el instrumento debe enviar una señal acústica al equipo mediante una unidad de telecomando especial, para activar el liberador mecánico que suelta el lastre al que está unido. La liberación del peso hace posible el ascenso del equipo hacia la superficie debido a su propia flotabilidad estructural.

En general los sismómetros de fondo marino incluyen las siguientes partes:

- 1- Estructura principal: es una estructura hermética que se emplea para proteger los equipos electrónicos del medio marino para su correcto funcionamiento.
- 2- Lastre: consta de un peso dimensionado que se incorpora al equipo completo para sumergirlo hasta el fondo del océano.
- 3- Geófono: es el sensor sísmico encargado de registrar las vibraciones del fondo marino (ver apartado 2.4.1).
- 4- Hidrófono: es un sensor piezoeléctrico que se encarga de registrar la presión del agua (ver apartado 2.4.2).
- 5- Liberador acústico: instrumento electrónico que se emplea para decodificar una señal de liberación acústica, enviada desde el buque oceanográfico. Una vez recibida esta señal, el liberador activa la señal de liberación.
- 6- Transductor acústico: sensor acústico encargado de recibir la señal liberación acústica.

- 7- Liberador electro-mecánico: instrumento electro-mecánico o electrolítico que se encarga de liberar el lastre unido al OBS a partir de una señal aplicada por el liberador acústico.
- 8- Flotador: sistema de flotación que se incorpora al OBS para que una vez liberado el lastre, el equipo suba hasta la superficie.
- 9- Sistema de registro y almacenamiento de datos: instrumento electrónico que registra y almacena las señales provenientes de los sensores (hidrófono y geófono).
- 10- Cristal (base de tiempo): componente electrónico incluido en el sistema de registro y almacenamiento de datos que permite añadir marcajes de tiempo a los datos que registra el OBS.
- 11- Fuente de alimentación: consta de baterías que proporcionan alimentación a los equipos electrónicos que están incluidos en un OBS.
- 12- Sistema de iluminación: este sistema está incluido en el equipo para permitir la detección del OBS en la superficie durante la noche.

Aunque los primeros sismómetros marinos fueron construidos en 1937, en los últimos 20 años, ha habido un espectacular avance tecnológico en la construcción de estos equipos debido a su extenso abanico de posibilidades. Actualmente existen diversos centros de investigaciones marinas (Woods Hole, Scripps, JAMSTEC, IFREMER, GEOMAR, GeoAzur) que han diseñado y construido diferentes tipos de OBS, sea directamente o a través de acuerdos con empresas.

Estados Unidos fue el primer país en desarrollar y construir sismómetros de fondo marino. Woods Hole Oceanographic Institution (WHOI) en Boston implementó sus primeros OBH (Ocean Bottom Hydrophone) en la década de los 70 (Koelsch *et al* 1979) mientras los primeros OBS aparecieron a los principios de 90 mediante una colaboración entre WHOI, Scripps Institution of Oceanography (SIO) en SanDiego, Massachusetts Institute of Technology y Universidad de Washington (Jacobson *et al.* 1991, Wooding *et al.* 1998). Además, WHOI y SIO implementaron sus propios OBS denominados WHOI-D2 y L-Cheapo respectivamente, a finales de los 90. A continuación se realiza una breve introducción a estos dos últimos equipos, mientras sus características principales están agrupadas en la tabla 2.1 al final de este capítulo:

- **WHOI-D2:** Estructuralmente, este OBS está compuesto por dos esferas de cristal, una de 33 cm donde se aloja el pack de baterías para la alimentación y otra de 43 cm donde se colocan los diferentes equipos electrónicos que gestionan el funcionamiento del OBS. Una protección de plástico compacta las dos esferas en una sola estructura. Este OBS dispone de un geófono exterior de corto periodo que cuelga de un brazo externo que a su vez se despliega una vez el equipo reposa en el fondo de mar. Las dimensiones del OBS son de 1.1 m de altura y 0.6 m de diámetro mientras su peso total incluido el lastre es de 73 kg La figura 2.22 muestra un esquema de WHOI-D2:

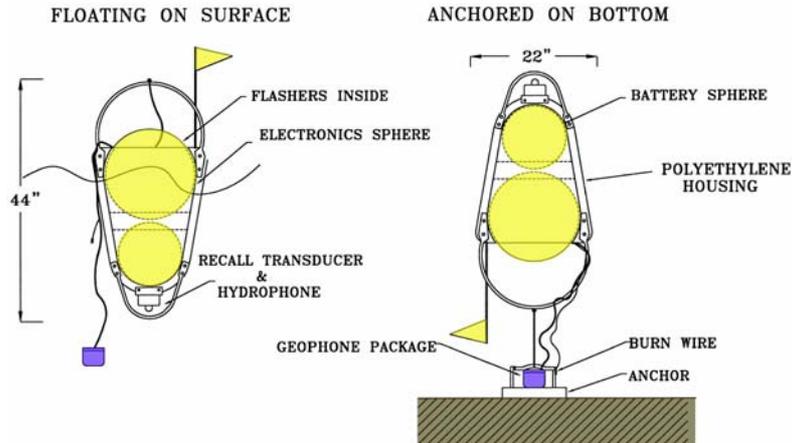


Figura 2.22: Esquema del OBS WHOI-D2 anclado en el fondo (derecha) y subiendo hacia la superficie (izquierda)

- L-CHEAPO:** 78 de estos sismómetros de fondo marino fueron construidos por Scripps en el año 2001. La estructura principal está compuesta por un tubo de presión de titanio donde se aloja la electrónica del instrumento. Además, cuatro esferas de cristal de 33.02 cm de diámetro se juntan en la parte superior para proporcionar flotabilidad al equipo completo. En este caso, el geófono de corto periodo está colocado en el interior de la estructura del equipo. El peso total del L-CHEAPO es de 124 kg. En la figura 2.23 se puede observar un esquema de este sismómetro:

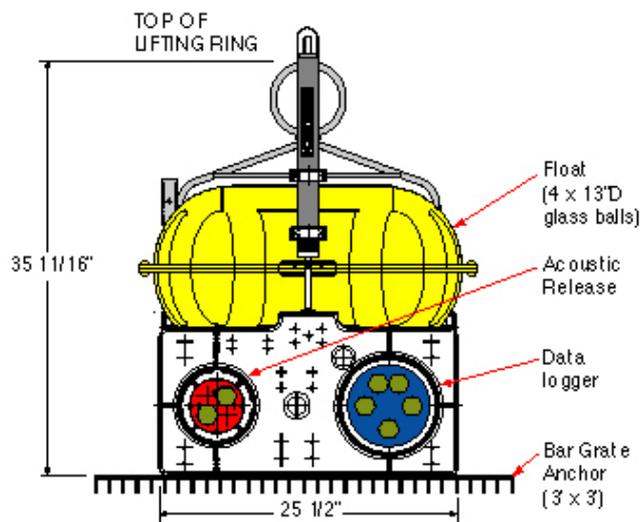


Figura 2.23: Esquema del OBS L-CHEAPO de Scripps

En Japón, Los primeros OBSs fueron construidos por *Japan Marine Science and Technology Center (JAMSTEC)* en el año 1999. La tabla 2.1 agrupa las características principales de este OBS mientras una breve descripción de su estructura se incluye a continuación:

- **JAMSTEC OBS:** La estructura del equipo consta de una esfera de cristal de 43 cm de diámetro dentro de una estructura de plástico de protección. Este conjunto está unido a un lastre. Su geófono de corto periodo está colocado en el interior de la estructura y dispone de un mecanismo de nivelación (gimbaled). El peso del equipo es de 97 kg

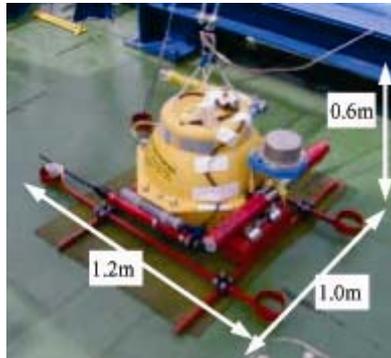


Figura 2.24: Sismómetro de fondo marino de JAMSTEC

En Europa, Alemania, Francia y Reino Unido son los países que más han invertido en la construcción de OBS. Centros de investigaciones marinas como GEOMAR, IFREMER, GeoAzur implementaron sus primeros instrumentos a finales de los 90 y hasta la fecha han construido varias generaciones de estos equipos. A continuación se presentan los OBS más importantes en Europa. A modo de comparación se incluyen las características principales de estos OBS en la tabla 2.1.

- **GEOMAR OBS:** los primeros OBSs del instituto de investigaciones marinas GEOMAR (Kiel, Alemania) fueron construidos en 1999 (Bialas *et al.* 1999). Su diseño está basado en el Ocean Bottom Hydrophone (OBH) del año 1991. La estructura del OBS se basa en un trípode metálico donde se adjuntan los diferentes módulos que componen el instrumento, y espuma sintética para la flotabilidad. La estructura principal del equipo es un tubo de presión de titanio donde aloja un datalogger. El geófono de corto periodo cuelga de un brazo y se libera una vez el instrumento se reposa en fondo marino. El equipo tiene un diámetro de 1.20 m, una altura de 2 m y su peso es de 165 kg aproximadamente incluido el ancla. La figura 2.25 muestra un esquema del sismómetro:

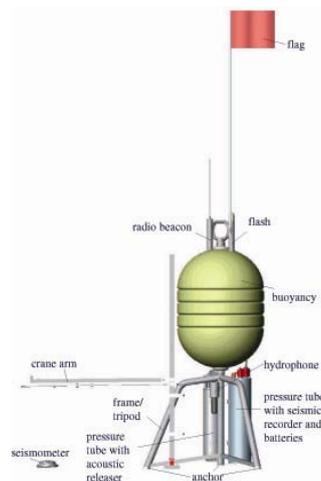


Figura 2.25: Esquema del sismómetro de fondo marino Geomar OBS

- **GEOMAR K/MT 562:** en el año 2002, Geomar realizó un nuevo diseño de la estructura mecánica del modelo anterior para reducir el tamaño del sismómetro con el objetivo de poder acoplar geófonos especiales para sismología con una dimensión y peso mayor que los utilizados para estudios sísmicos, además de poder aumentar el número de sismómetros utilizados en las campañas científicas (Bialas *et al.* 2002). Para ello, se ha bajado el centro de masas del equipo y se ha aumentado el peso del instrumento para proporcionar más estabilidad al equipo. El sistema de registro y almacenamiento de datos, el liberador acústico y los sensores utilizados son los mismos que el modelo anterior aunque las dimensiones actuales del equipo son: 1.2 m de longitud, 1.04 m de anchura y 0.61 m de altura, siendo el peso total 255 kg. La figura 2.26 muestra una imagen de este modelo:



Figura 2.26: Imagen del sismómetro marino K/MT 562 de Geomar

- **IRD-UTIG OBS:** este sismómetro de fondo marino fue construido en 1989 en *L'institut de recherche pour l'developpment (IRD)* de Francia con la colaboración de *University of Texas-Institute For Geophysics (UTIG)* de Estados Unidos (Huerta *et al.* 2003). Se trata de un OBS de tamaño reducido que está compuesto por una esfera de cristal de 43 cm de diámetro donde se sitúa toda la electrónica, y una base metálica de 1 m² que actúa de peso para sumergir el equipo hasta el fondo del mar. El geófono es de corto periodo con un mecanismo de auto-nivelación (gimbale) que a su vez se encuentra dentro de una esfera de vidrio más pequeña. El equipo tiene un peso total de 70 Kg incluyendo el lastre y su profundidad máxima de operación es de 6700 m. La figura 2.27 muestra una imagen del este sismómetro:



Figura 2.27: Sismómetro de fondo marino IRD-UTIG

- **Hippocampe OBS:** en el año 2005, el IRD-GeoAzur construyó un nuevo sismómetro marino para poder acoplar geófonos de tamaño mayor para estudios sismológicos, además de incrementar la autonomía del equipo hasta 6 meses en adquisición continua. Para aumentar la autonomía del equipo, se ha utilizado dos esferas de cristal de 43 cm de diámetro, una dedicada exclusivamente a la fuente energética (baterías), y la otra a los componentes electrónicos, unidas con una estructura metálica. Además se ha utilizado cadenas metálicas que sirven como ancla para sumergir el instrumento hasta el fondo, unidas a las dos esferas principales mediante una cuerda cuya longitud está previamente dimensionada. De esta forma, una vez en el fondo, las dos esferas principales flotan mientras el lastre reposa sobre él, como se muestra en la figura 2.28. Para evitar la interferencia provocada por la vibración de la propia estructura del OBS con la señal útil proveniente de las refracciones de la fuente activa, se ha situado el geófono en la parte exterior de la estructura. Este geófono es un sensor de largo periodo y de tamaño reducido con mecanismo de auto-nivelación (gimbaled), especialmente diseñado para estudios de sismología marina con un ancho de banda entre 0.008 y 100 Hz. El geófono está sujeto de un brazo horizontal que suelta el sensor unas horas después de fondear el equipo (Hello *et al* 2006).



Figura 2.28: Sismómetro de fondo marino Hippocampe de IRD-Geoazur

- **Ifremer MicrOBS:** a principios del 2002, Ifremer llevó a cabo un diseño totalmente diferente a su OBS anterior. MicrOBS es un sismómetro de tamaño muy reducido y de bajo coste, que está dirigido a estudios de sismica de refracción y no para sismología. La estructura principal del equipo consta de una esfera de cristal de 33.02 cm de diámetro. El peso total del sismómetro es de 10 kg y tiene una autonomía de 10 días en registro continuo de los cuatro canales de entrada (Auffret *et al.* 2004). En la figura 2.29 se puede observar un esquema del MicrOBS:

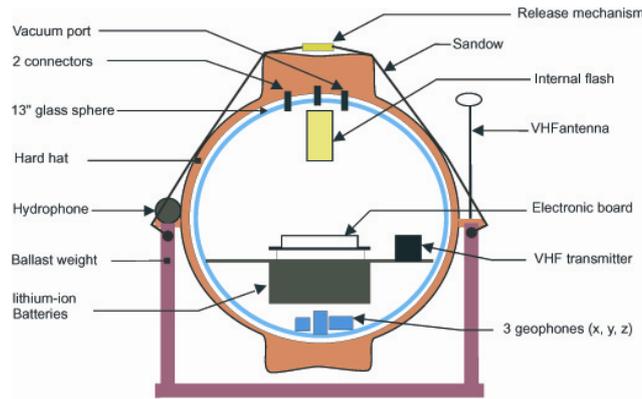


Figura 2.29: Esquema del MicrOBS de Ifremer

- MiniDOBS (Mini-Digital Ocean Bottom Seismometer):** En el año 1996, mediante un proyecto nacional de transferencia de tecnología (REF: INP96-0158), la universidad de Cambridge junto con Carrack Measurement Technology desarrolló el primer sismómetro marino de profundidad para la comunidad científica española. La estructura de este sismómetro se basa en una esfera de cristal de 43 cm de diámetro. Un brazo horizontal sirve para sujetar el geófono triaxial de corto periodo. La parte cilíndrica del sismómetro se junta a una estructura metálica que actúa como ancla, sumergiendo el equipo hasta el fondo del mar. Una vez ahí, un sistema electrolítico que sujeta el geófono del brazo lateral, libera el sensor que acopla al fondo desde una distancia de 30 cm de altura. Un mecanismo electrolítico libera el lastre una vez recibida el comando de liberación desde la superficie. Para proporcionar flotabilidad adicional al instrumento, se utiliza una esfera de vidrio de 33.02 cm de diámetro que se acopla mediante una cuerda. El peso total del MiniDOBS es de 70 kg incluido el ancla (Manuel *et al.* 2002). La figura 2.30 ilustra una imagen del MiniDOBS:

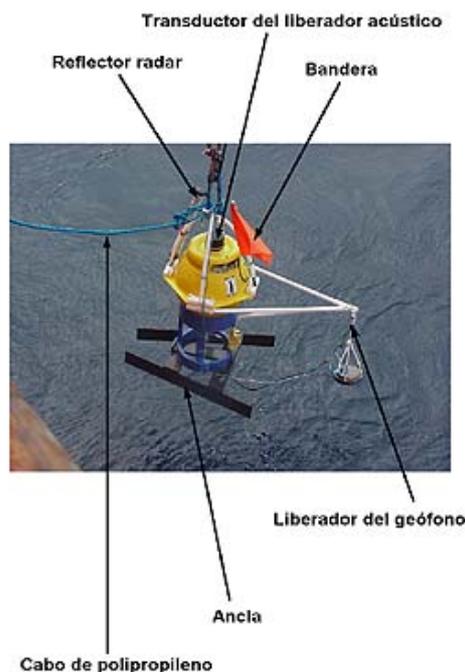


Figura 2.30: Imagen del MiniDOBS

Como se ha podido comprobar a lo largo de esta sección, existen diversas filosofías a la hora de diseñar un sismómetro marino. Las diferencias principales son: estructura principal, posición del geófono, tipo de habitáculo para los módulos electrónicos, tamaño y peso. A grandes rasgos, no existen grandes diferencias entre los sistemas de registro y almacenamiento de datos de los sismómetros marinos, aunque se puede destacar la resolución del sistema, tipo de memoria para el almacenamiento de datos y tipo de la fuente energética como las diferencias principales. Entre los sismómetros marinos diseñados en los diferentes centros de investigación marinas, MiniDOBS ofrece el tamaño y peso más reducido con un geófono exterior a la estructura del OBS, lo que mejora de forma sustancial la calidad de los datos, ya que se reducen al máximo las interferencias provocadas por la vibración de la misma estructura del sismómetro. Su tamaño y peso permiten el uso de un número mayor de instrumentos en las campañas científicas sin la necesidad de grandes buques oceanográficos, lo que reduce significativamente los costes. Además, la estructura de este OBS permite su fácil conversión a un OBH (Ocean Bottom Hydrophone), posibilitando su uso exclusivo en campañas de sísmica de reflexión. Por todo ello, el sismómetro marino construido ha seguido esta filosofía de diseño, mejorando aspectos problemáticos detectados en el funcionamiento del MiniDOBS a lo largo de los años.

2.9- Presentación del prototipo UPC de sismómetro marino OBH/OBS

Este instrumento está desarrollado por el grupo SARTI (Sistemas de Adquisición Remota y Tratamiento de Información) de UPC (Universidad Politécnica de Cataluña) con la colaboración de UTM (Unidad de Tecnología Marina) a través del proyecto de investigación: Transmisión de Señal en Sensores Autónomos Ligeros (Sigsensual: REN2003-08341-C03-01). Como se ha comentado en el apartado anterior, el diseño actual está basado en el MiniDOBS y está compuesto por los siguientes sistemas y sub-sistemas claramente diferenciables:

- **Estructura externa:** El diseño de la estructura externa ha sufrido pocos cambios respecto al MiniDOBS. Está fundamentalmente compuesta por materiales plásticos para proteger los elementos delicados (esfera de vidrio, liberador mecánico, etc.), mantener la ligereza y proporcionar flotación adicional al equipo. Una carcasa de PE (polietileno) amarilla protege una esfera de vidrio de 43 cm de diámetro situado en su interior y en el exterior se fijan un transductor acústico, diversos sistemas de localización en superficie, unas asas para el despliegue del equipo, un brazo horizontal para desplegar el geófono, una base cilíndrica de PPH-100 (polipropileno homo polimérico) gris que protege el liberador mecánico y sobre la cual se instala el hidrófono. En la figura 2.31 se puede observar la estructura del instrumento antes de su fondeo:



Figura 2.31: Estructura del Sismómetro marino SARTI-UTM

- **Sistema de despliegue:** el sistema tiene como objetivo el fondeo del OBH/OBS desde el buque oceanográfico en el que se hace el lanzamiento. Está constituido por dos asas de nailon (PA poliamida) 6.6 blancas, una gaza de PP (polipropileno) (unida a las asas de nailon), una driza de polipropileno que une la gaza de despliegue con el flotador, y un lastre de hierro F-111 de 40 kg de peso. En el sismómetro construido, a diferencia de su original MiniDOBS, se ha separado el peso de la estructura del equipo uniéndolos por una cuerda de longitud debidamente dimensionada. De esta forma, una vez se encuentra en el fondo, solamente el lastre y el geófono reposan sobre el suelo. El resto de la estructura flota por encima de ellos, habilitando el uso del sismómetro en fondos con cierta pendiente.
- **Sistema de flotación:** está constituido por dos esferas de cristal: una de 43 cm de diámetro dentro de la cual se ubica la electrónica de registro y almacenamiento de datos, la electrónica de comunicación/liberación acústica, las baterías que alimentan a dichas electrónicas y un manómetro para controlar el nivel de vacío en la esfera. La profundidad máxima de trabajo de la esfera es 6700 m. La otra esfera tiene un diámetro de 33.02 cm y está completamente vacía actuando exclusivamente como flotador. De acuerdo con las pruebas realizadas, las velocidades de bajada y subida del equipo están entorno a 50-60 m/min.
- **Sistema de liberación del geófono:** está compuesto por un brazo horizontal PVC de 1 m de longitud que sujeta el sensor durante el despliegue del sismómetro y un liberador electrolítico. Este sistema tiene como objetivo liberar el sensor una vez el equipo se ha reposado en el fondo del mar. La liberación del sensor se realiza desde una altura de 30 cm, una distancia suficientemente reducida para asegurar que el sensor se acopla al fondo por su cara inferior. La liberación del geófono se realiza unas 2 horas después del lanzamiento del instrumento, tiempo suficiente para alcanzar la profundidad máxima de operación.

- **Sensores:** los sismómetros marinos incorporan dos sensores principales para recoger las vibraciones del agua (hidrófono) y del fondo marino (geófono). El hidrófono usado en el prototipo es el High Tech HTI-90-U (figura 2.32) y el geófono está compuesto por tres componentes SM-6 de Input/Output con una frecuencia natural de 4.5 Hz, dispuestas ortogonalmente en el interior de una carcasa de aluminio 3005-H18 debidamente tratada para resistir la corrosión marina (figura 2.33) (Roset *et al.* 2007).



Figura 2.32: Hidrófono high Tech HTI-90-U



Figura 2.33: Geófono de 3 componentes Input/Output SM-6

La respuesta frecuencial del acelerómetro SM-6 viene dada en la siguiente gráfica:

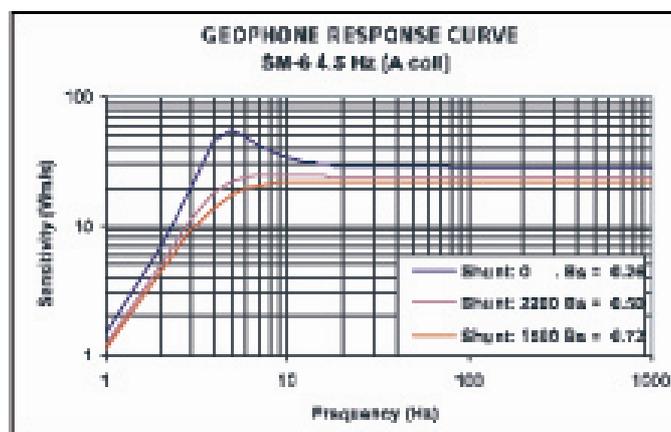


Figura 2.34: Respuesta frecuencial del acelerómetro SM-6

- **Sistema de registro y almacenamiento de datos:** este sistema ha sido íntegramente diseñado y construido por el grupo SARTI cuya optimización y caracterización forman parte de los objetivos principales de esta tesis doctoral. El sistema está compuesto por los módulos necesarios para recoger la información analógica proporcionada por los sensores, convertirla al dominio digital, procesarla y guardarla en una memoria no volátil. Los módulos principales del sistema son los siguientes:
 - Módulo de conversión ADC: dispone de cuatro canales de conversión de 24 bits, amplificadores de bajo ruido de entrada con control de ganancia digital, un filtro digital FIR (Finite Impulse Response) anti-aliasing que también actúa como interfaz entre los convertidores y el dispositivo de control, y la electrónica necesaria para la comunicación con este dispositivo.
 - Módulo de procesado y almacenamiento de datos: este módulo integra un microcontrolador de 32 bits, una RTC (Real Time Clock) de alta resolución y un módulo de almacenamiento de datos basado en tarjetas CompactFlash (CF). Actualmente la capacidad máxima del módulo es de 4 GB. El software de adquisición de datos que reside en el microcontrolador, se encarga de configurar los parámetros de adquisición, recoger los datos de todos los canales, organizar, comprimir y almacenarlos en la memoria CompactFlash.
 - Módulo de la base de tiempo: como se ha comentado a lo largo de este capítulo, la temporalización es un parámetro fundamental en la sismica de refracción y para minimizar el desfase entre las diferentes señales que intervienen en la adquisición, es necesario disponer de una única base de tiempo. Para ello, se ha utilizado un cristal TCXO de gran estabilidad con una frecuencia de salida de 32.768 MHz y se ha diseñado y construido un módulo de base de tiempo que genera todas las señales necesarias para la adquisición de datos.
 - Fuente de alimentación y módulo de regulación de tensión: El sistema de registro y almacenamiento de datos funciona con una única fuente energética como alimentación. Se ha elegido las baterías litio-ion por su gran capacidad y se ha diseñado y construido un módulo de regulación para proporcionar las tensiones de alimentación a los diversos módulos que componen el sistema completo.

El capítulo tres de esta tesis resume la evolución del sistema de registro y almacenamiento de datos hasta su versión final.

- **Sistema de liberación:** Al término del experimento, es necesario recuperar el instrumento que reposa en el fondo marino, anclado a un peso. La liberación del equipo se consigue enviando una señal acústica desde una unidad de control en el buque. Esta unidad de telecomando dispone de un transductor acústico para transmitir la señal de liberación al sismómetro. El modelo utilizado es TT801 de IXSEA. El OBH/OBS también está equipado con un transductor acústico capaz de recibir señales moduladas en FSK (Frequency Shift Keying) y enviar un tren de pulsos como respuesta informando de la distancia a la que se encuentra. El modelo

utilizado es el PET661E de *IXSEA*. Este transductor se encuentra en la parte superior de la carcasa de polietileno. Una vez recibida la señal, un módulo de liberación que está ubicada dentro de la esfera de vidrio principal reconoce el comando y actúa sobre el elemento mecánico que enlaza el sismómetro al lastre, aplicando una corriente para girar el motor interior. La electrónica de liberación utilizada es AR-3X1-V3 de *IXSEA* que sustituye la versión de *Marine Acoustics* integrada en el MiniDOBS por los problemas de liberación/liberación que había generado a lo largo de los años. El actual elemento de liberación es de tipo electro-mecánico y sustituye el electrolítico utilizado en el MiniDOBS por varios contratiempos de liberación detectados en el transcurso de campañas sísmicas anteriores motivando en última instancia la pérdida de equipos. El modelo utilizado es el Deep Sea Release Unit de *Guralp Systems* (figura 2.35). Este sistema permite incorporar otro elemento de liberación en paralelo definiendo redundancia en la recuperación.



Figura 2.35: Liberador mecánico

- **Sistemas de detección en la superficie:** el sismómetro está equipado con diversos sistemas de detección que permiten posicionarlo en la superficie durante día y noche. Está constituido por una bandera, un reflector radar, una luz intermitente de xenón y una antena de radiofrecuencia VHF. Los sistemas de luz y transmisión VHF son equipos autónomos con alimentaciones separadas. Disponen de un sensor de presión que deshabilita los equipos a partir de 10 m de profundidad por ahorro de energía, de forma que éstos sólo se ponen en funcionamiento en la superficie. Los modelos utilizados son los ST-400AR y RF-700AR de *Novatech Designs Ltd*. Respectivamente. Las figuras 2.36 y 2.37 muestran una imagen de cada sistema:



Figura 2.36: Sistema de transmisión VHF



Figura 2.37: Sistema de iluminación xenón

Un receptor VHF en la embarcación permite detectar la dirección desde donde emite el sismómetro facilitando las tareas de recuperación en condiciones de mala mar. El modelo utilizado es el DF-500N de *Novatech Designs Ltd*.

A continuación tabla 2.1 muestra las características más importantes de los OBSs descritos a lo largo del apartado 2.8.

	Woods Hole-D2	SIO L-Cheapo	JAMSTEC OBS	GEOMAR OBS	GEOMAR K/MT 562	IRD-UTIG	Hippocampe	MicroBS	MiniDOBS	Prototipo UPC-UTM
Estructura principal	2 esferas de cristal	Tubo de presión	Esfera de cristal	Tubo de presión	Tubo de presión	Esfera de cristal	2 esferas de cristal	Esfera de cristal	Esfera de cristal	Esfera de cristal
Geofono	exterior	interior	interior	exterior	exterior	interior	exterior	interior	exterior	exterior
Datalogger	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 16 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits	4 canales 24 bits
Almacenamiento	Disco duro 9 GB	Disco duro 9 GB	Disco duro 20 GB	PCM/CIA 8 GB	PCM/CIA 8 GB	Disco duro 2.1 GB	Disco duro 20 GB	Compactflash 1 GB	Disco duro 2.1 GB	Compactflash 4 GB
Cristal (derivada)	TCXO 3.5×10^{-8}	TCXO 3.5×10^{-8}	-	TCXO 5×10^{-8}	TCXO 5×10^{-8}	TCXO 3.5×10^{-8}	TCXO 3.5×10^{-8}	TCXO 10^{-7}	TCXO 71×10^{-9}	TCXO 5×10^{-7}
Librador	electrónico	electrónico	electrónico	mecánico	mecánico	electrónico	mecánico	electrónico	electrónico	mecánico
Consumo	1 W 2 canales a 200 sps	540 mW, 2 canales a 250 sps	-	1.8 W, 4 canales a 50 sps	1.5 W, 4 canales a 50 sps	-	500 mW 4 canales a 200 sps	-	-	1 W
Autonomía	2 meses	4 meses	20 días	14 días	1 mes	45 días	6 meses	10 días	14 días	2 meses
Peso (incluido el ancla)	73 kg	128 kg	97 kg	165 kg	255 kg	85 kg	-	10 kg	70 kg	70 kg
Dimensiones	Altura: 1.1 m Diámetro: 0.56 m	Altura: 0.9 m Anchura: 0.6 m Longitud: 0.9 m	Altura: 0.6 m Anchura: 1 m Longitud: 1.2 m	Altura: 2 m Diámetro: 1.2 m	Altura: 0.6 m Anchura: 1 m Longitud: 1.2 m	Altura: 0.6 m Anchura: 1 m Longitud: 1 m	Altura: 0.6 m Anchura: 0.5 m Longitud: 1 m	Altura: 0.4 m Anchura: 0.4 m Longitud: 0.4 m	Altura: 1.1 m Diámetro: 0.5 m	Altura: 1.1 m Diámetro: 0.5 m

Tabla 2.1: Características principales de los OBSS más importantes

Capítulo 3

Optimización del sistema de registro y almacenamiento de datos

Este capítulo presenta las tareas llevadas a cabo para optimizar las prestaciones del sistema de registro y almacenamiento de datos del sismómetro de fondo marino. Previamente se realiza un estudio del sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS detectando las causas del deterioro de la calidad de los datos. Seguidamente se presenta la evolución del equipo hasta su versión final.

3.1- Introducción

Considerando las motivaciones y antecedentes presentados anteriormente, este capítulo se centra en la optimización del sistema de adquisición de datos de los sismómetros de fondo marino de acuerdo con los objetivos descritos en el capítulo 1, por tanto los objetivos a conseguir en este capítulo son:

- 1- Optimización del consumo energético: minimizar el consumo energético del sistema de adquisición y maximizar la capacidad de la fuente energética para lograr una autonomía de varios meses para el equipo.
- 2- Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS y la capacidad de almacenamiento: conseguir un sistema de registro y almacenamiento de datos con una mejor calidad de datos que el MiniDOBS. Para ello es necesario detectar los problemas existentes en el MiniDOBS que degradan la calidad de los datos y proponer solución a cada uno. Además, lograr una capacidad de almacenamiento de datos mayor que el MiniDOBS.
- 3- Estabilidad de la base de tiempo y optimización de la relación Señal-Ruido: Determinar la estabilidad y deriva de la base de tiempo del sistema implementado con la variación de la temperatura de trabajo y optimizar la relación señal-ruido mediante técnicas de optimización en el diseño PCB (Printed Circuit Board) del módulo de conversión analógico-digital.

La consecución de estos objetivos pasa por el diseño e implementación de un nuevo sistema de registro y almacenamiento de datos para el OBS. Para ello, se toma como punto de partida el diseño de MiniDOBS construido en los laboratorios Bullard en colaboración con la Universidad de Cambridge (Mànuel *et al.* 2002), ya que este diseño se ajusta mucho a la filosofía que se pretende seguir: la construcción de un instrumento de medida de tamaño reducido, ligero y de bajo coste.

Este capítulo de la tesis describe la evolución del diseño y construcción del sistema de registro y almacenamiento de datos del sismómetro marino. El nivel de señal registrado depende fuertemente de las características de ruido del sistema de adquisición. Por tanto, cada versión del sistema ha sido caracterizada mediante técnicas de procesamiento de señal en el dominio frecuencial basados en las normas internacionales (Linnenbrink *et al.* 2001, Guiaquinto *et al.* 1997, Halamek *et al.* 2001). Los procedimientos de caracterización del sistema, así como los resultados obtenidos, están detalladamente explicados en los capítulos 4 y 5, mientras que en este capítulo se proporcionan algunos resultados preliminares de la caracterización para mostrar el progreso del sistema hasta llegar al instrumento final.

3.1.1- Sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS

En este punto del trabajo, se ha realizado un estudio de los diferentes sistemas de adquisición disponibles en el mercado haciendo énfasis en el diseño del sistema de registro y almacenamiento del MiniDOBS y los elementos que intervienen en su

construcción. La detección de los parámetros que intervienen en el rendimiento del sistema es clave para su posterior optimización a la hora de diseñar la versión final. Los diferentes convertidores analógico-digitales basados en diversas tecnologías e interfaces junto con diferentes elementos de procesamiento (microcontroladores, DSPs, etc.) y buses de comunicación ofrecen un gran abanico de posibilidades a considerar para el sistema final. La figura 3.1 muestra un diagrama de bloques del sistema de registro y almacenamiento del MiniDOBS, diseñado y construido íntegramente en los laboratorios Bullard y el departamento de las Ciencias de la Tierra de la universidad de Cambridge.

Las principales características de este sistema son:

- Pilas alcalinas como única fuente de energía.
- canales analógicos de entrada.
- Pre-amplificadores con ganancia fija.
- Microprocesador de 32 bits MC68332 de Motorola.
- canales de conversión analógico-digital de 24 bits CS5321.
- filtros digitales FIR (Finite Impulse Response) CS5322.
- Frecuencia de muestreo: 128 sps y 256 sps.
- Un disco duro SCSI (Small Computer Systems Interface) con una capacidad de 2.1 GB como elemento de almacenamiento de datos.
- Cristal TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator) de frecuencia 4.194304 MHz como base de tiempo del sistema.
- Reguladores conmutados para la regulación de las tensiones de alimentación.

El funcionamiento del sistema se puede resumir de forma que: el microcontrolador se comunica con los digitalizadores mediante un bus *QSPI (Queued Serial Peripheral Interface)* recibiendo los datos de los cuatro canales. Se añaden marcajes de tiempo a los datos y se organizan por tiempo antes de ser comprimidos (Livingston *et al.* 1994, Stearns *et al.* 1993, Nijim *et al.* 1996) y almacenados en una memoria RAM intermedia con una capacidad de 4 MB.

Una vez esta memoria está llena, los datos se transfieren a un disco duro SCSI mediante proceso en ejecución background, que los comprime antes de realizar la transferencia. El software del sistema está organizado en tres capas diferentes (figura 3.2).

El lenguaje de programación empleado es el C mientras sólo unos pocos procedimientos donde se requiere velocidad en su ejecución, están implementados en el lenguaje ensamblador. La capa de aplicación del programa consiste en la parte del código que hace funcionar el equipo como un sistema de registro sísmico. La capa de instrumentación está dedicada a la operación general del instrumento y la capa de librería consiste en la parte del código que hace que el MiniDOBS funcione como un instrumento programable en C.

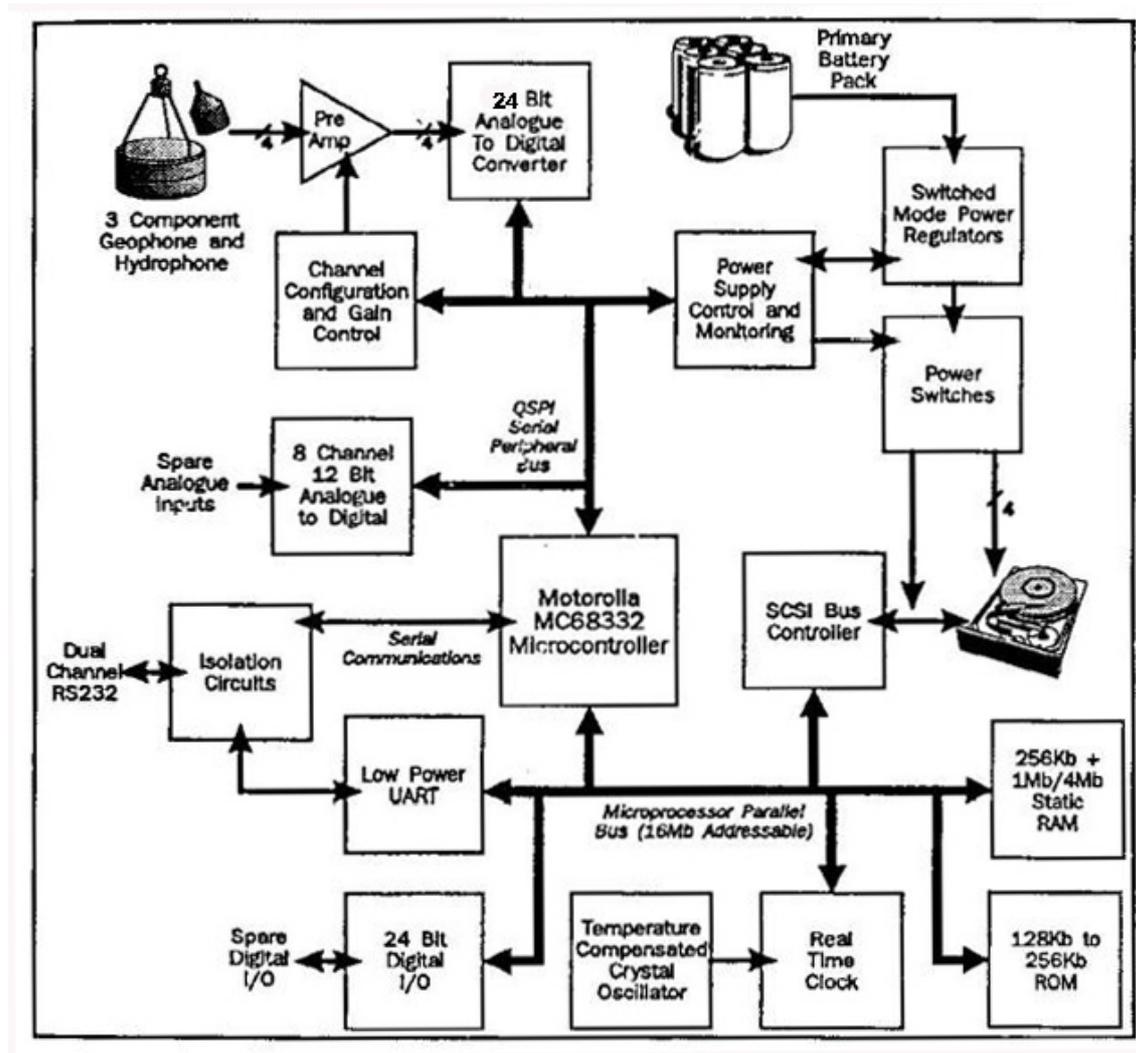


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de registro y almacenamiento de datos de MiniDOBS

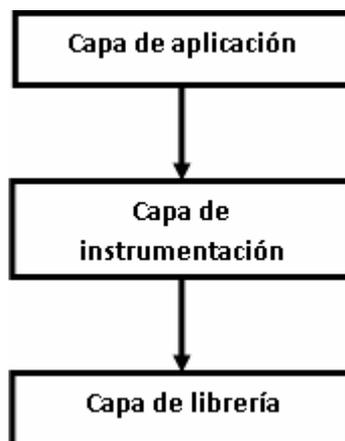


Figura 3.2: Organización del software de MiniDOBS

3.2- Optimización del consumo energético y la capacidad de almacenamiento

Uno de los objetivos principales de esta tesis ha sido la optimización del consumo energético junto con la capacidad de almacenamiento del OBS. El consumo energético del instrumento está fuertemente relacionado con la potencia consumida por la electrónica además de la fuente de energía a utilizar para el equipo. El estudio de la descarga de diferentes tipos de baterías en condiciones reales de trabajo del sistema ha permitido evaluar de manera fiable la fuente de energía a elegir para el equipo, y de esta forma aumentar la autonomía del instrumento dando paso a la caracterización del consumo del equipo. Además, el estudio de los algoritmos de procesado y compresión de datos (Livingston *et al.* 1994, Nijim *et al.* 1996, Stearns *et al.* 1993) ha proporcionado un mejor aprovechamiento de la capacidad de almacenaje, y por tanto del consumo energético.

La maximización de la autonomía pasa por una fuente de energía única a partir de la construcción de un paquete de baterías para el sistema de registro y almacenamiento completo, evidenciando la necesidad de un módulo de regulación de tensión a partir de esta entrada única, en cuyo diseño se deben utilizar elementos de alta regulación y estabilidad de tensión, generando un nivel bajo de ruido y un consumo energético reducido. El diseño de este bloque debe satisfacer los márgenes de tensión de alimentación del resto de los módulos que constituyen el sistema de adquisición.

La electrónica de adquisición de datos y especialmente el sistema de almacenamiento de datos que conforman la mayoría de los sismómetros marinos actuales tienen un alto consumo, ya que están compuestos por discos duros con la necesidad de altos valores de corriente para poder actuar sobre los dispositivos electromecánicos, de esta forma las baterías utilizadas proporcionan al equipo una autonomía limitada de pocos días en adquisición continua. Además, ese gran consumo de corriente genera un alto nivel de ruido reflejado en el conjunto de datos almacenados. Si deseamos disponer de equipos de mayor autonomía que ofrezcan mejor calidad de datos en adquisición continua, es lógico pensar en usar elementos de almacenamiento de datos basados en tecnología digital por su bajo consumo, coste y tamaño. Para cumplir estos requisitos, se debe diseñar e implementar un módulo de almacenamiento de datos basado en tecnología digital (CompactFlash, PCMCIA, etc.) proporcionando una capacidad de almacenamiento mayor a la existente actualmente y permitiendo la adquisición continua de datos manteniendo el nivel de ruido por debajo del nivel actual. Los próximos apartados detallan las tareas realizadas para conseguir los objetivos mencionados además de proporcionar los resultados de las pruebas elaboradas en la consecución de los mismos.

3.2.1- Selección de la fuente energética

Para seleccionar una fuente de energía para el sistema de registro y almacenamiento de datos se han efectuado pruebas de descarga de diversos tipos de baterías en condiciones reales de trabajo del sismómetro marino. Para caracterizar la descarga de

las baterías bajo test, se ha diseñado un sistema de medida automática usando los siguientes instrumentos:

- Una cámara climática Votsch modelo VC4060.
- Una carga electrónica programable Hewlet Packard modelo 6060B.
- Un multímetro digital Hewlet Packard modelo 34401A.
- Un Datalogger Hewlett Packard 34970A.
- Un PC para controlar el sistema vía RS232 y GPIB.

En la figura 3.3 se puede observar la interconexión de estos equipos para formar el sistema de test y medida automática:

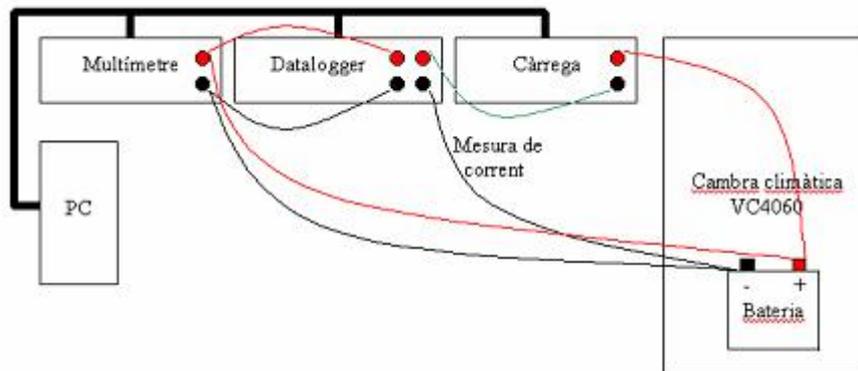


Figura 3.3: Sistema de medida automática de la descarga de baterías

Se ha utilizado el lenguaje de programación gráfica LabVIEW para diseñar la aplicación de control de temperatura y humedad de la cámara climática. Se ha utilizado el datalogger y el multímetro digital para realizar las medidas de tensión en bornes de la batería mientras que mediante el datalogger y la carga programable se ha medido la corriente de salida de la batería. Se han configurado los instrumentos para obtener una descarga continua de 200 mA y 500 mA a una temperatura constante de 2°C para condiciones normales de trabajo, y -10°C para condiciones extremas. Además, para simular el comportamiento del disco duro SCSI dentro del sistema de registro y almacenamiento del MiniDOBS, en algunos tests se ha configurado el sistema para una corriente de descarga de 200 mA y 500 mA y un aumento hasta 1.5 A y 100 ms de duración, una vez cada hora, en condiciones de temperatura mencionadas. Las baterías utilizadas en estos tests son las siguientes:

- Pilas alcalinas: tensión de todas las pilas: 12 V (8*1,5 V)
- Baterías de Pb-Ácido: tensión: 12 V, capacidad: 4 Ah.
- Baterías de NiCd: tensión: 12 V, capacidad: 4,5 Ah y 7 Ah
- Baterías de NiMH: tensión: 12 V, capacidad: 8,5 Ah.
- Baterías de Li-Ion: tensión: 14,4 V. capacidad: 5,5 Ah

Estas pruebas han sido repetidas diversas veces para comprobar la consistencia de los resultados obtenidos. Las figuras 3.4 y 3.5 muestran algunos resultados

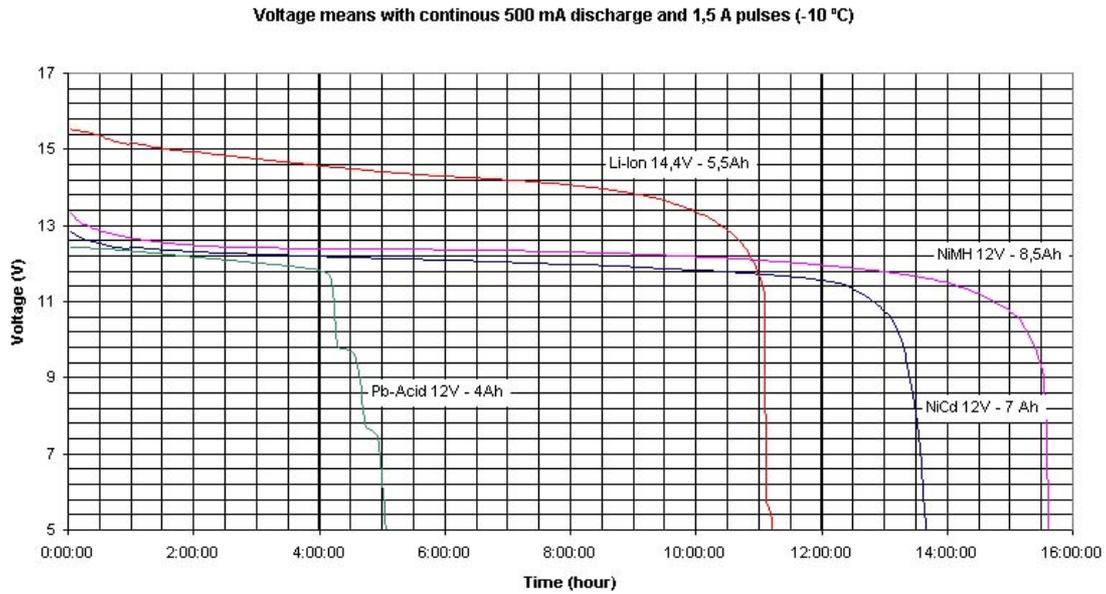


Figura 3.4: Descarga de diferentes tipos de baterías a 500mA y pulsos hasta 1.5 A de duración 100 ms, una vez cada hora. La temperatura de las baterías es de -10°C

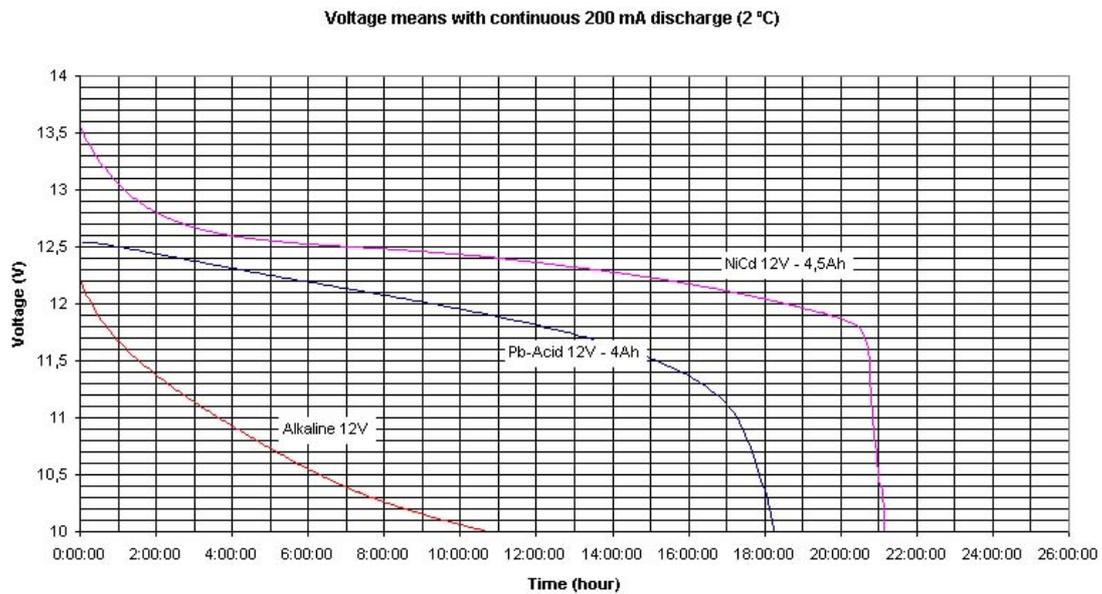


Figura 3.5: Descarga de diferentes tipos de baterías a 200mA continua. La temperatura de las baterías es de 2°C

Los resultados obtenidos durante estos tests han demostrado que las baterías Pb-acido tienen un comportamiento distinto frente descargas continuas y pulsantes. Además, las baterías de tipo Ni-Cd y Ni-MH muestran el efecto memoria de forma que se hace difícil saber su capacidad real al paso del tiempo. El efecto memoria es un fenómeno que reduce la capacidad de baterías con cargas incompletas. Se producen en baterías basadas en Niquel y cuando se carga una batería sin haber sido descargada totalmente. En este caso se crean cristales en el interior de estas baterías, a causa de una reacción química al calentarse la batería, bien por uso o por las malas cargas. Para prevenir este efecto, es necesario que una de cada tres cargas sea completa. Se han elegido las baterías de tipo Li-ion recargables como fuente de energía del instrumento por su

respuesta plana en la descarga. Estas baterías carecen del efecto de memoria y disponen de una capacidad mayor que el resto con un tamaño reducido. Además, las baterías recargables facilitan mucho la preparación de los sismómetros a bordo en caso de su recolocación. De esta forma es posible recargar las baterías del instrumento sin abrir la esfera de cristal facilitando las operaciones de recolocación del equipo en el fondo del mar y aprovechando al máximo el tiempo de barco.

3.3- Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS

En este apartado de la memoria, se detalla el trabajo realizado para diseñar e implementar un sistema de registro y almacenamiento de datos capaz de proporcionar datos de mayor calidad que el MiniDOBS. Para ello, se realiza un análisis de los datos obtenidos por el MiniDOBS en campañas de sismica activa, detectando los problemas existentes en el sistema y sus posibles causas, además de las soluciones propuestas en cada caso.

Se han implementado varias versiones para el sistema, en cada caso tratando de mejorar las prestaciones del MiniDOBS.

3.3.1- Problemas detectados en el sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS

A pesar de que MiniDOBS es un instrumento compacto con un geófono exterior a su estructura, se han detectado diversos problemas en su utilización a lo largo de los años. Uno de los más importantes es el nivel de ruido ofrecido por el sistema de registro y almacenamiento de datos, que incide directamente en la calidad de los datos. Las dos causas que provocan este aumento del nivel de ruido son:

- 1- Arranque del disco duro para almacenamiento de datos
- 2- Acoplamiento de señales digitales a la parte analógica

En la figura 3.6 se puede observar un registro del MiniDOBS durante la campaña de sismica activa MARCONI I (Margen Continental Nor-Ibérico) realizada en el año 2003. Este registro corresponde al componente vertical del geófono donde los picos corresponden a la señal proveniente del cañón de aire comprimido, y la parte del registro donde estos son ausentes, indica el nivel del ruido de este canal de la electrónica, junto con ruido oceánico de fondo. Para comprobar la resolución real del sistema, se ha realizado un análisis del ruido registrado en el dominio frecuencial (Linnenbrink *et al.* 2001, Halamek *et al.* 2001) mediante una aplicación desarrollada en el lenguaje de programación LabVIEW 7.1. Este programa utiliza los métodos y las expresiones agrupadas en la norma internacional *IEEE Std 1057- Standard for Digitizing Waveform Recorders* y *IEEE Std 1241: IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*, para determinar las características del sistema bajo estudio. Tanto los procedimientos de test como funcionamiento del programa diseñado, son objetivos del siguiente capítulo de esta memoria.

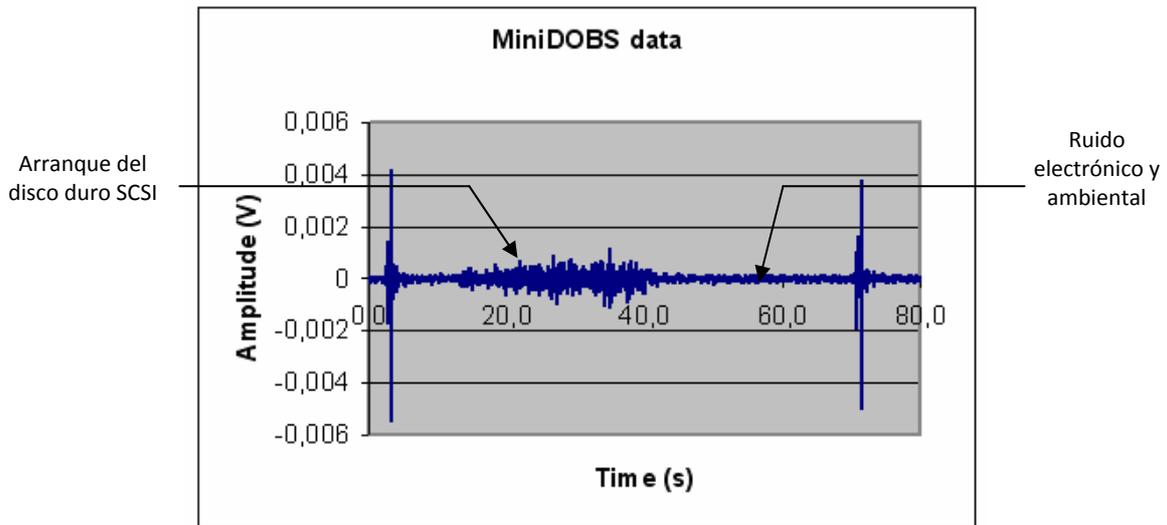


Figura 3.6: Registro de datos del MiniDOBS en la campaña MARCONI I de sismica activa

La figura 3.7 muestra el espectro del ruido recogido en la campaña MARCONI I. El análisis de los datos obtenidos en este registro, coloca el nivel de ruido de fondo electrónico y ambiental en -143.2 dB y el ruido total observado es de $4.7 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, reduciendo la resolución del sistema hasta 18.2 bits. El ruido ambiental (Peterson *et al.* 1993) a una profundidad de 4700 m es dos ordenes de magnitud menor que el ruido electrónico observado por lo que se puede considerar despreciable. El valor del nivel de ruido depende del número de muestras adquiridas. Con un mayor número de muestras, el ruido de fondo del sistema disminuye, por lo que el valor calculado proporciona un límite superior del ruido del sistema. El rango dinámico del sistema es de 120.4 dB. El cálculo del ruido de fondo, ruido total, número efectivo de bits y rango dinámico se ha realizado mediante las expresiones (4.24), (4.25), (4.22) y (4.28) del apartado 4.4.4 respectivamente.

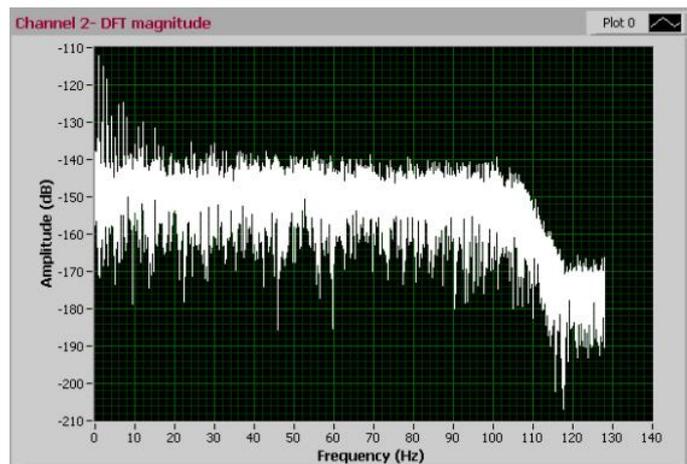


Figura 3.7: Análisis frecuencial del ruido de fondo del MiniDOBS correspondiente al geófono-vertical registrado en la campaña MARCONI I

El aumento repentino del nivel de ruido en algunas zonas del registro detectado periódicamente en los datos almacenados por el MiniDOBS durante varias campañas,

se debe a que la transferencia de datos al disco duro SCSI cada cierto tiempo supone su arranque previo. El motor electro-mecánico que hace girar el disco, necesita una corriente alta para funcionar, lo que supone un aumento sustancial en el nivel de ruido de la electrónica. Se conoce que el arranque del disco dura 20 s aproximadamente, lo que se puede observar en la figura 3.6 entre los picos de la señal de fuente, como aumento en el nivel de ruido. Además, el disco duro afecta la autonomía del equipo de forma significativa. La figura 3.8 muestra la tensión y corriente de entrada del disco duro cuando arranca:

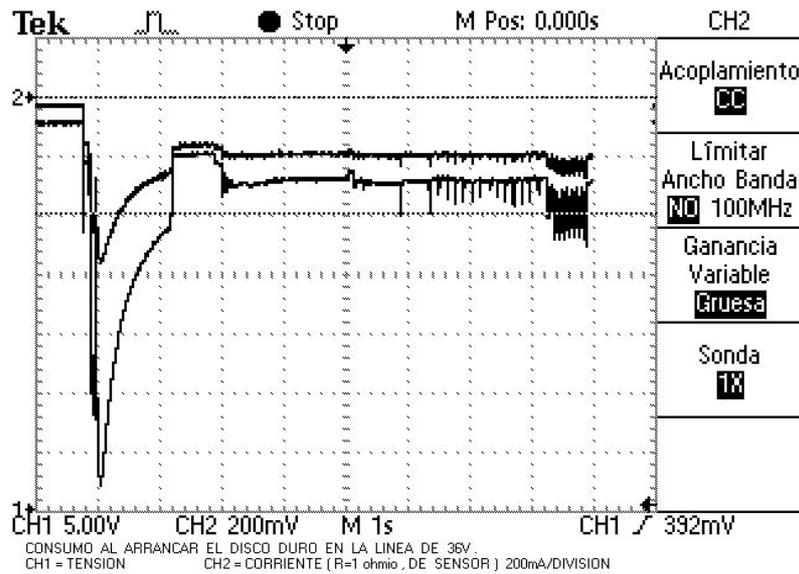


Figura 3.8: Fluctuación de la tensión y corriente de alimentación del disco duro SCSI en su arranque. El pico mayor corresponde a la tensión de alimentación (CH 1, 36 V) mientras el menor corresponde a la corriente de entrada (CH 2)

Una parte importante del ruido electrónico viene dado por el acoplamiento de señales digitales a los canales analógicos de entrada. En concreto una señal de 1 Hz que aparece a lo largo del registro de entrada como ruido de fondo. La figura 3.9 muestra una ampliación (zoom) de la zona correspondiente al ruido electrónico y ambiental en la figura 3.6:

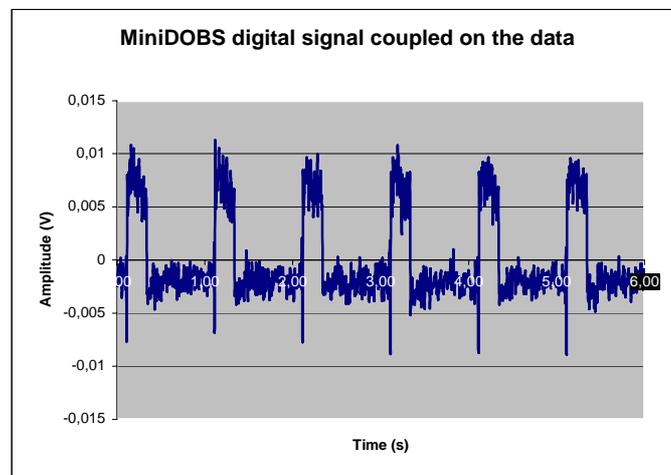


Figura 3.9: Acoplamiento de la señal de 1 Hz a la entrada

Para solucionar los problemas detectados, se ha procedido al diseño e implementación de un sistema de registro y almacenamiento de datos basado en memoria CompactFlash. Esta versión del sistema se denominará V1.

3.3.2- Diseño del sistema de registro y almacenamiento de datos (V1)

Para optimizar tanto el funcionamiento como las características de ruido del sistema de registro y almacenamiento de datos, ha sido necesario realizar varios diseños hasta llegar a la versión final, comprobando en cada caso sus características principales para poder realizar los ajustes deseados. La primera acción que se ha llevado a cabo para solucionar los problemas detectados en el sistema de registro y almacenamiento de datos del MiniDOBS es la sustitución del módulo microcontrolador del equipo. Para ello, se ha utilizado un módulo (TT8) basado en el microcontrolador MC68338 de Motorola. Este microcontrolador dispone de instrucciones de bajo consumo que permiten reducir el consumo total del sistema en los instantes que el microcontrolador no está en modo adquisición. Además, este módulo integra un microcontrolador PIC que actúa como un RTC (Real Time Clock) de alta resolución (ms) para definir los marcajes de tiempo de los datos adquiridos. El microcontrolador PIC también se encarga de la monitorización de la tensión de alimentación y tareas de recuperación del sistema en caso de mal funcionamiento por software (watchdog). Como elemento de almacenamiento de datos, se ha utilizado un módulo Persistor basado en memoria CompactFlash, en este instante, capaz de manejar una memoria de 1 GB. Este módulo se acopla al microcontrolador reduciendo el tamaño de todo sistema de forma significativa.

En la versión V1 del sistema, se ha utilizado el módulo de conversión ADC del MiniDOBS. Este módulo se basa en cuatro canales de conversión ADC Sigma-Delta CS5321 con cuatro filtros digitales FIR CS5322 (uno para cada convertidor ADC) y la electrónica adicional necesaria para la comunicación con un elemento master (microcontrolador). La comunicación entre estos dos módulos se realiza a través del bus QSPI (Queued Serial Peripheral Interface).

Para realizar una adquisición con mínimo desfase entre las señales, cabe establecer una única base de tiempo para el sistema. Para ello, se ha diseñado y construido un módulo de base de tiempo basado en un único cristal de frecuencia 4.194304 MHz, a partir del cual se generan todas las señales necesarias para el funcionamiento del sistema.

Para poder utilizar una única fuente de alimentación para todo el sistema, es necesario disponer de elementos de regulación de tensión para generar las tensiones de alimentación de los diferentes módulos que componen el sistema. Con este objetivo, se ha diseñado y construido un módulo de regulación basado en reguladores lineales de bajo ruido. La figura 3.10 y 3.11 muestran el diagrama de bloques y una imagen de la versión V1 del sistema de registro y almacenamiento de datos del sismómetro marino respectivamente:

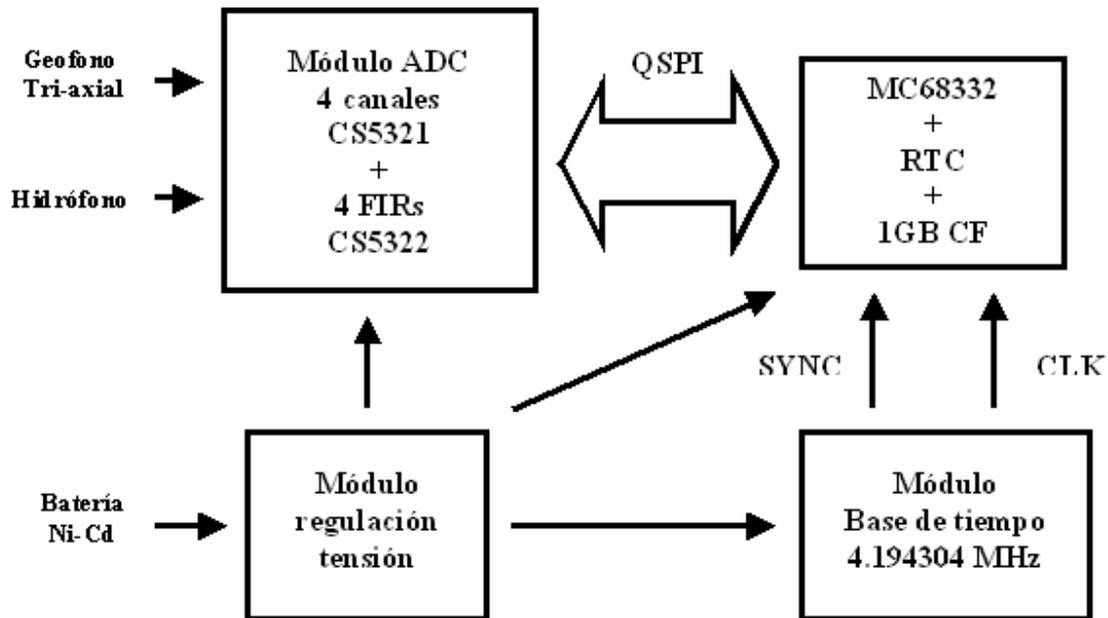


Figura 3.10: Diagrama de bloques del sistema de registro y almacenamiento de datos V1

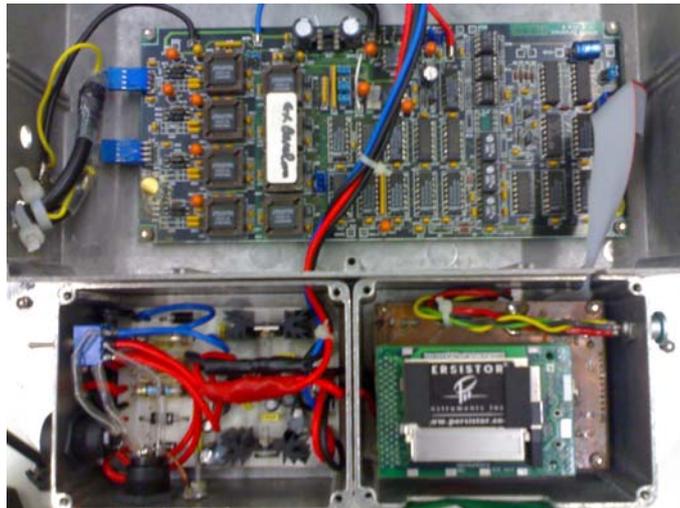


Figura 3.11: Imagen del sistema de registro y almacenamiento de datos V1

El software de adquisición diseñado permite la sincronización del equipo con una señal de GPS externa en la superficie. La selección de la opción *Acquire data* del programa arranca la adquisición de datos de los cuatro canales de entrada mediante una señal de interrupción externa SYNC con una frecuencia igual a la de muestreo. Esta señal se encarga de sincronizar los instantes de adquisición de los convertidores a parte de sincronizar el comienzo de la convolución de los filtros digitales FIR. En cada flanco de la señal SYNC se configura el bus QSPI para activar los cuatro convertidores ADC y recoger los datos enviados por estos. Una vez recibidos los datos, se guardan en buffers intermedios hasta que un proceso de ejecución en *background*, realiza la compresión (Livingston *et al.* 1994, Nijim *et al.* 1996, Stearns *et al.* 1993) de los datos antes de almacenarlos en la memoria CompactFlash. En la versión V1, sólo se dispone de una sola frecuencia de muestreo igual a 256 muestras/s, un valor típico en adquisición de datos en sismica activa. Debido al bajo nivel de la señal a detectar y el nivel de ruido presente en el módulo de conversión ADC del MiniDOBS, se ha optado por amplificar el

nivel de la señal del geófono antes de su conversión al dominio digital. Por tanto se ha diseñado una etapa de amplificación basada en amplificadores operacionales OP97 en configuración no-inversora (figura 3.12). Teniendo en cuenta el nivel de ruido ambiental en el fondo del mar (Peterson *et al.* 1993, Borman *et al.* 2002, Havskov *et al.* 2004) y la sensibilidad del sensor, se ha configurado la ganancia de esta etapa a $G=10$.

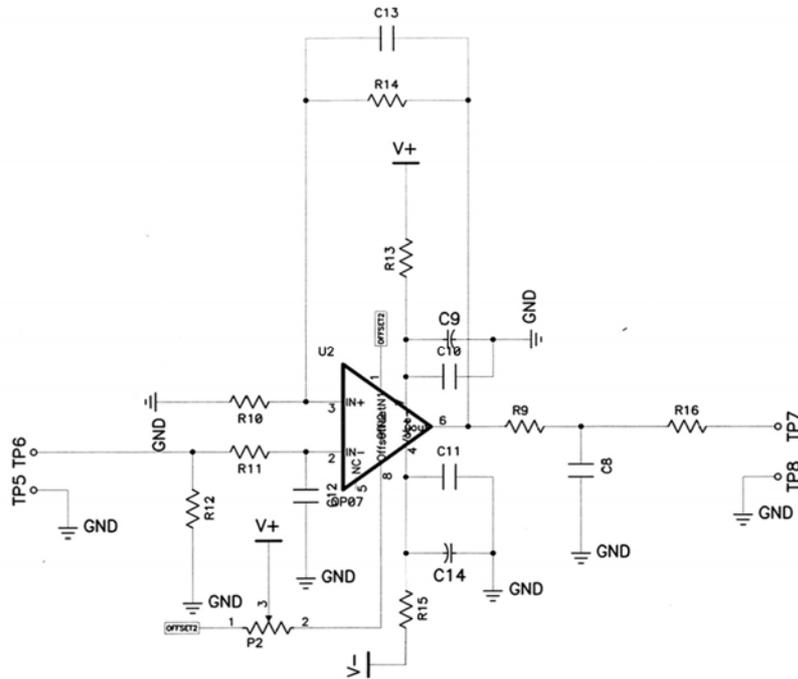


Figura 3.12: Esquema de la etapa de amplificación de un canal del geófono

Para reducir las pérdidas en el cable del geófono, se ha integrado la etapa de amplificación dentro de la carcasa de aluminio donde alojan los tres acelerómetros. La figura 3.13 muestra una imagen del geófono con la etapa de amplificación en su interior (Mànuel *et al.*, 2003).

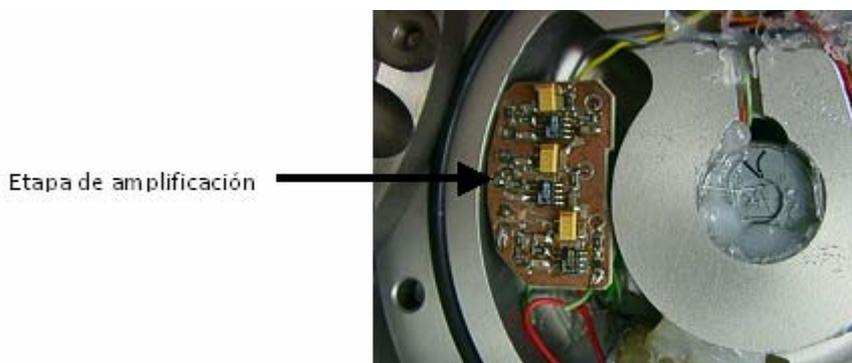


Figura 3.13: Módulo amplificador en el interior de la carcasa del geófono

3.3.3- Evaluación del sistema de registro y almacenamiento V1

El sistema V1 ha sido empleado en la campaña científica de sismica activa MARCONI I (Margen Continental Nor-Ibérico) en las costas de Gijón en el año 2003. En esta campaña, el OBS permaneció en el fondo marino a una profundidad de 4700 m durante dos semanas. Durante este tiempo el equipo ha sido capaz de realizar las tareas básicas de registro y almacenamiento de datos correspondientes a los disparos de cañones de aire comprimido, además de labores de sincronización de tiempo y cálculo de la deriva de la base de tiempo del sistema. La figura 3.14 muestra el registro de datos correspondiente al canal del hidrófono en esta campaña. Se puede comprobar que no existe acoplamiento de la señales digitales a la entrada analógica reduciendo el nivel de ruido y por tanto aumentando la resolución real del sistema.

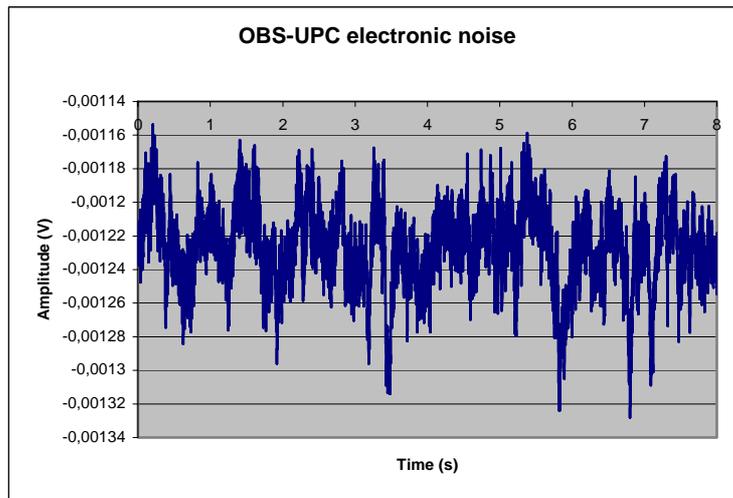


Figura 3.14: Registro de datos del sistema de adquisición V1 en la campaña científica de sismica activa MARCONI I

Como en el caso de MiniDOBS, se ha utilizado un análisis frecuencial de los datos registrados mediante una aplicación software en LabVIEW basada en la norma internacional de caracterización IEEE Std-1057. En la figura 3.15 se puede observar el espectro del ruido electrónico de fondo registrado, mediante el software de caracterización del sistema.

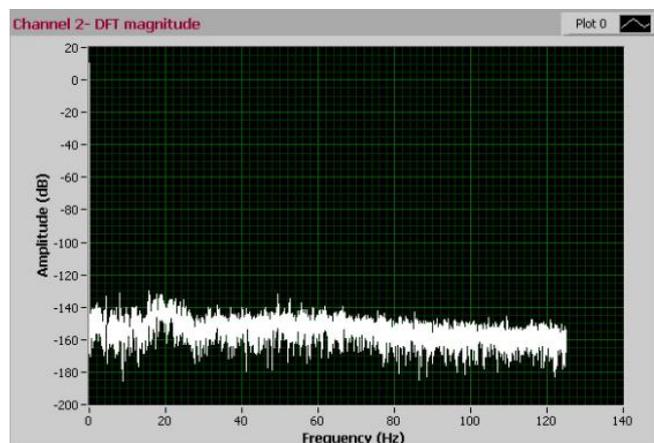


Figura 3.15: Análisis frecuencial del ruido de fondo del OBS-UPC correspondiente al hidrófono registrado en la campaña MARCONI I

El análisis de los datos sitúa el nivel de ruido electrónico y ambiental en -142.8 dB mientras el ruido total está datado es $2.342 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ definiendo un número efectivo de bits (ENOB) de 19.23 bits. El ruido ambiental (Peterson *et al.* 1993) a una profundidad de 4700 m es dos ordenes de magnitud menor que el ruido electrónico observado por lo que se puede considerar despreciable. El rango dinámico del sistema V1 es de 126.6 dB. Estos parámetros han sido obtenidos mediante el análisis de los datos a través de las herramientas desarrolladas para la caracterización del sistema (capítulo 4). Las expresiones utilizadas para el cálculo del ruido de fondo, ruido total, número efectivo de bits (ENOB) y rango dinámico son (4.24), (4.25), (4.22) y (4.28) respectivamente.

En esta campaña también se utilizaron los sismómetros MiniDOBS, por tanto es el escenario ideal para comprar los datos recogidos por los dos equipos tomando las decisiones necesarias para optimizar las características del sistema de registro y almacenamiento de datos bajo construcción. La tabla 3.1 resume las características de ruido de los dos sistemas a partir de los datos registrados en la campaña MARCONI I:

OBS	Ruido de fondo (dB)	Ruido total ($\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)	Número Efectivo de Bits (bits)	Rango dinámico (dB)
MiniDOBS	-143.4	4.783	18.2	120.4
OBS-UPC	-148.2	2.342	19.23	126.6

Tabla 3.1: Características de ruido del MiniDOBS y UPC-OBS determinados a partir de los datos registrados en la campaña científica MARCONI I

Los datos registrados por el sistema de adquisición V1 han demostrado que se ha reducido el nivel de ruido del sistema aumentando el número de bits efectivos hasta 19.23 bits. En parte este logro es debido a la ausencia de acoplamiento de señales digitales a la parte de entrada analógica. Además, en esta campaña se ha verificado el funcionamiento correcto, tanto del hardware integrado, como el programa de adquisición diseñado para esta aplicación.

3.3.4- Diseño e implementación del sistema de registro y almacenamiento V2

El análisis de los datos recogidos en la campaña MARCONI I ha evidenciado una cierta mejoría en las características del sistema de registro y almacenamiento de datos. Los problemas de acoplamiento de señales digitales a la entrada analógica han sido solucionados, pero objetivamente todavía es posible mejorar las características del sistema para disminuir el nivel de ruido en los registros aumentando su rango dinámico, proporcionando así unos datos de la mejor calidad posible a los usuarios del sistema. Para ello se modificó la versión V1 del sistema descrita en el apartado anterior en los siguientes aspectos:

- 1- Diseño e implementación de un nuevo módulo de conversión analógico-digital con nuevos convertidores disponibles en el mercado con mejores prestaciones.
- 2- Diseño e implementación de un nuevo módulo de regulación de tensión para optimizar el nivel de ruido además del consumo energético.
- 3- Diseño e implementación de un módulo de base de tiempo basado en un cristal estable con variación de la temperatura de trabajo.

A partir de este momento, se referirá a esta versión modificada como V2.

3.3.4.1- Diseño e implementación del módulo de conversión ADC (V2)

Para conseguir reducir el nivel de ruido y aumentar la relación señal-ruido respecto a la versión V1 (figuras 3.10 y 3.11), se ha procedido a diseñar un nuevo módulo de conversión ADC basado en convertidores Sigma-Delta (Σ - Δ) CS5372 en esta versión V2. La elección de este tipo de convertidores es debido a sus óptimas características de ruido y distorsión por su arquitectura interna. Se trata de un modulador de cuarto orden con dos canales analógicos de entrada por cada integrado, que realiza un sobremuestreo a 512 kbits. La dependencia del nivel de ruido n_0 en la banda de interés con el orden del modulador viene dada en la siguiente expresión (Jarman, *et al.* 1995):

$$n_0 = \frac{e_{rms}\pi^N}{\sqrt{2N+1}} \left(\frac{2f_0}{f_s} \right)^{(N+\frac{1}{2})} \quad (3.1)$$

Donde e_{rms} es el ruido de cuantización, N es el orden del modulador, f_0 es la frecuencia de la señal y f_s es la frecuencia de sobremuestreo. La expresión 3.1 indica que doblando la frecuencia de sobremuestreo, el ruido en la banda de interés disminuye por $3(2N+1)$ dBs (figura 3.17). Este tipo de convertidores, realiza una conversión aproximada de la señal, evalúa el error en la conversión, integra este error y lo compensa mediante un lazo de realimentación (Havskov *et al.*, 2002). La figura 3.16 muestra el diagrama de bloques de un modulador de orden 2:

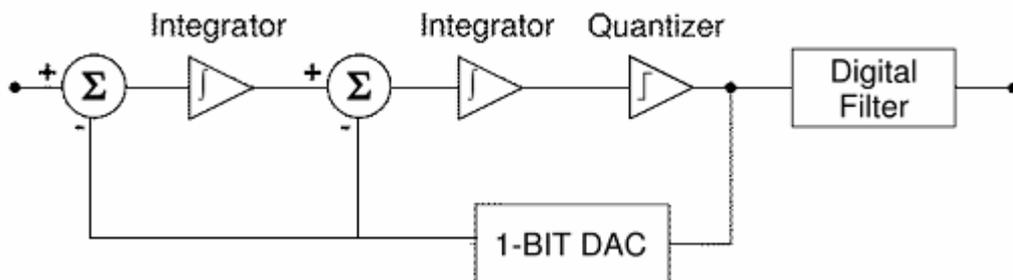


Figura 3.16: Diagrama de bloques de un modulador Sigma-Delta de orden 2

En la figura 3.17 se puede observar como un convertidor Σ - Δ reduce el nivel de ruido. Si la frecuencia de sobremuestreo f_s es mucho mayor que la frecuencia de Nyquist, el ruido de cuantización tiene el mismo valor (área amarilla) pero se extiende en un ancho de banda mayor (área azul). Finalmente, un filtrado a baja frecuencia donde se encuentra la señal de interés (f_0), sólo deja pasar el ruido en esta banda (área verde), reduciéndolo de forma significativa. Como complemento del convertidor CS5372, se ha utilizado un filtro digital FIR CS5376 que realiza el promediado de la señal sobremuestreada, además de llevar acabo tareas de interfaz con el elemento master (módulo microcontrolador). Este filtro digital, a diferencia del modelo utilizado en el MiniDOBS, es capaz de manejar los datos de los cuatro canales de entrada reduciendo el tamaño de este módulo de forma significativa.

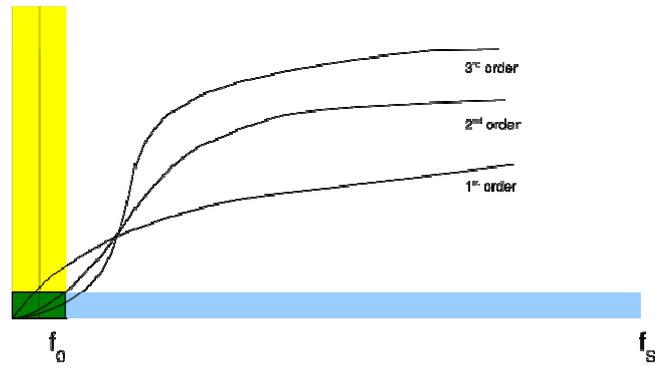


Figura 3.17: Reducción del nivel de ruido mediante conversión Σ - Δ

Además, el filtro permite la configuración por software de la frecuencia de muestreo (62.5-4000 muestras/s), salida del filtro, control de ganancia del convertidor y calibración del offset de los datos. En esta versión del hardware, se ha optado por no modificar el diseño del sensor (geófono) que es de tipo unipolar e incluye una referencia común para sus tres componentes (Mànuel *et al.* 2003). El convertidor CS5372 es un modulador con entrada diferencial por lo que se ha diseñado una etapa amplificadora basado en amplificadores de bajo ruido OP97 y OP297, con una configuración que pasa la señal unipolar de entrada a una señal diferencial de salida. La ganancia de esta etapa es fija y se establece mediante resistencias. La entrada/salida de este módulo incorpora la lógica necesaria para una comunicación a través del bus QSPI con el módulo microcontrolador. La figura 3.18 muestra un diagrama de bloques de la nueva placa de conversión ADC:

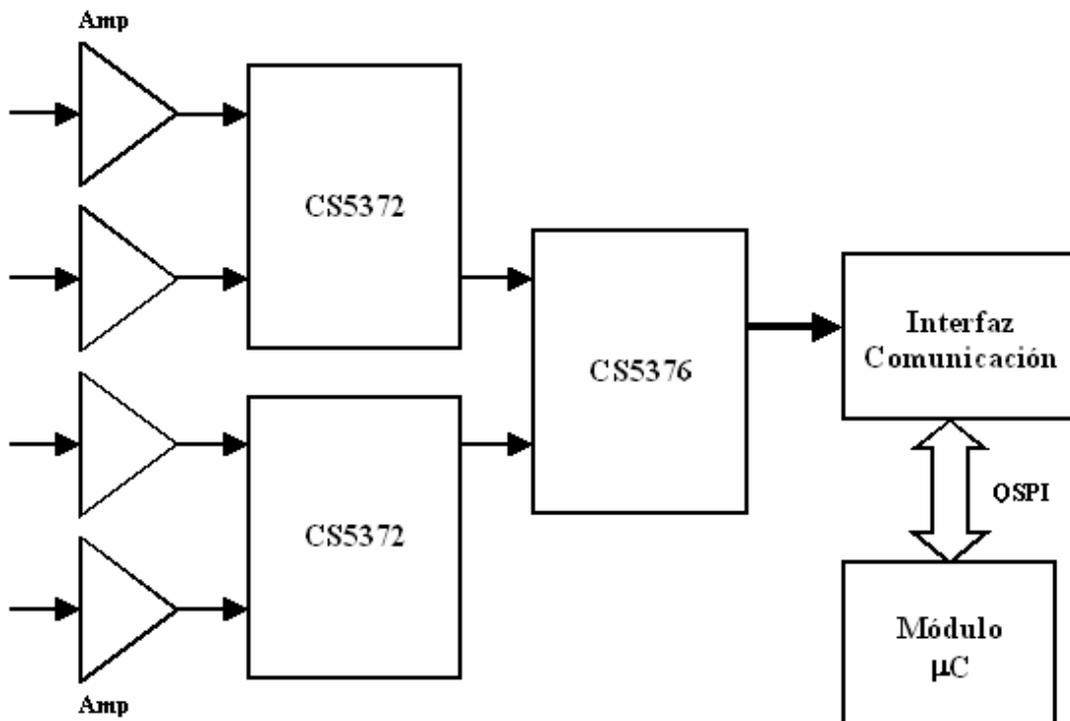


Figura 3.18: Diagrama de bloques del módulo de conversión ADC

El convertidor CS5372 permite una configuración de los parámetros de la adquisición por software a través del filtro FIR CS5276. Para realizar la adquisición, se ha diseñado un programa que permite al usuario llevar a cabo las siguientes tareas básicas antes de colocar el sismómetro marino en el fondo del mar y después de su recuperación:

- Selección de la frecuencia de muestreo.
- Lectura/escritura de registros de configuración del ADC.
- Reset de los convertidores ADC.
- Configuración automática del módulo de conversión ADC.
- Inicio/Parada de la adquisición.
- Sincronización del equipo con una señal GPS externa.
- Cálculo de la deriva de tiempo tras la recuperación del equipo.
- Funcionamiento del equipo en modo bajo consumo.
- Selección de tamaño y número de ficheros de datos a almacenar en la adquisición.

3.3.4.2- Diseño e implementación del módulo de base de tiempo

Como se ha explicado en el capítulo 2, en sismica activa el principal parámetro a medir es la velocidad de propagación de las ondas sísmicas por los diferentes medios por los que pasan. Sabiendo la posición de la fuente artificial en todo momento durante el experimento, es preciso conocer el tiempo que la señal ha sido registrada con máxima precisión posible. En este sentido, hay que tener en cuenta que debido a la elevada velocidad de propagación de las ondas sísmicas en la corteza terrestre ($V_p \sim 6.000$ m/s), se considera generalmente que el error de tiempo máximo en la identificación de una fase sísmica debe ser inferior a 50-100 ms aproximadamente si se pretende extraer información cuantitativa sobre las variaciones laterales de las propiedades físicas del medio. Para poder ofrecer datos con la suficiente precisión en las largas secuencias de registro que caracterizan los experimentos sísmicos, es necesario disponer de una base de tiempo estable con la variación de temperatura, ya que durante todo el experimento, el sismómetro marino no puede acceder a una señal de sincronización de tiempo (GPS). Por otra parte, la aplicación para la cual está diseñado el sistema exige minimizar el desfase entre las diferentes señales que intervienen en la adquisición, por lo que se debe establecer una única base de tiempo para todo el equipo. Todas las señales necesarias para realizar la adquisición son generadas a partir de la base de tiempo general.

Por todo ello, se ha diseñado e implementado un módulo de base de tiempo que integra un cristal de gran precisión y los elementos necesarios para generar señales con diferentes frecuencias para el resto de los módulos. Se ha optado por no utilizar PLL (Phase Locked Loop) para generar las señales que intervienen directamente en la adquisición, para no introducir errores aleatorios (jitter) en estas señales (Da Dalt *et al.* 2002, Souders *et al.* 1990, Awad *et al.* 1998). Así, se ha utilizado un cristal con la frecuencia más alta, y mediante divisores se han obtenido las señales con las frecuencias más bajas.

Las señales generadas por este módulo son:

- CLK (32.768 MHz): Reloj de los convertidores ADC.
- SYNC (125, 250, 500, 1000 Hz): Señal de sincronismo de los convertidores ADC.
- MIC (40 kHz): Señal necesaria para el funcionamiento del módulo microcontrolador.

La señal MIC de 40 KHz no interviene directamente en el funcionamiento del módulo ADC por lo que se ha utilizado un PLL ICS52701 de bajo jitter para su generación. En esta versión del sistema, el ADC permite cambiar la frecuencia de muestreo por software, lo que permite utilizar el sismómetro marino para diferentes experimentos dentro de la misma campaña, sin tener que abrir la esfera principal. Este hecho facilita de forma significativa las operaciones en alta mar y permite aprovechar al máximo el tiempo del barco. En la figura 3.19 se puede observar un diagrama de bloques del módulo de base de tiempo:

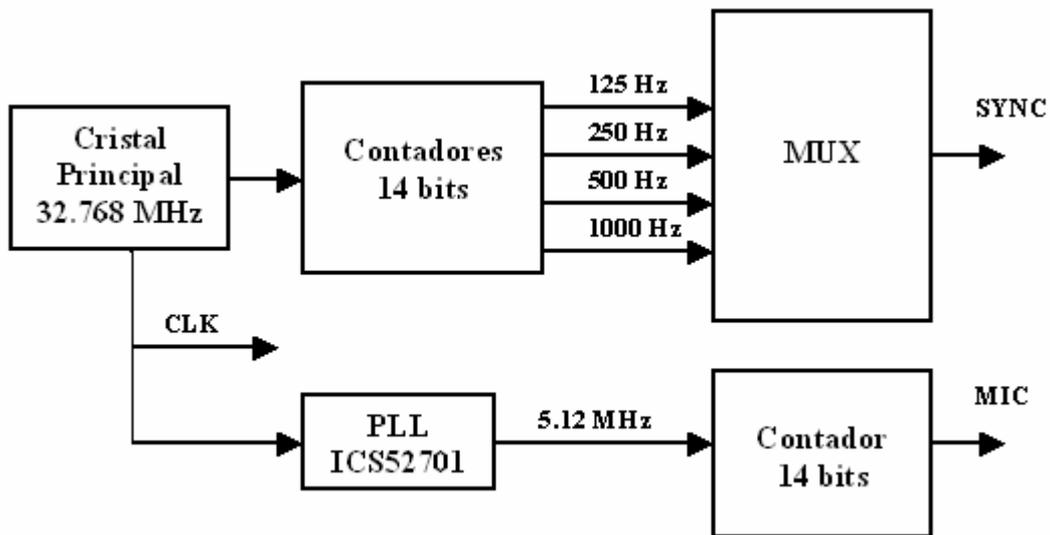


Figura 3.19: Diagrama de bloques del módulo de base de tiempo

3.3.4.3- Selección de la base de tiempo

El hecho de que el sismómetro marino no tenga acceso a una señal GPS durante el experimento, obliga a establecer una base de tiempo suficientemente estable para el sistema. Teniendo en cuenta que la duración habitual de los experimentos de sismica activa son de un mes aproximadamente, es necesario que la precisión del reloj sea mejor que 50 ppb aproximadamente si se quiere que la deriva total sea inferior a los 100 ms mencionados en el apartado anterior. Teniendo en cuenta esta restricción para seleccionar la base de tiempo principal, se han utilizado varios cristales con diferentes tecnologías de compensación de frecuencia con variación de temperatura (Vasijevic *et al.* 1994). Como primera opción, se ha utilizado un cristal OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) con una deriva de 20 ppb (2×10^{-8}) adecuada por tanto a las necesidades. Para determinar el consumo y deriva (offset) de la base de tiempo, se ha colocado el circuito en una cámara climática y se han realizado medidas de la corriente

y frecuencia de salida del cristal cuando este se encuentra en condiciones reales de trabajo (Lombardi *et al.* 1999; Filler *et al.* 1989). El perfil de temperatura de la cámara ha sido el siguiente:

- de 25 °C a -2 °C en dos horas (bajada del equipo hasta el fondo del mar).
- a -2 °C durante dos días (el equipo reposando en el fondo marino).
- de -2 °C a 25 °C en dos horas (subida del equipo hacia la superficie).

La figura 3.20 muestra las medidas de la corriente de entrada del cristal OCXO durante el test. Se puede comprobar que cuando disminuye la temperatura de 25 °C a -2 °C, la corriente de entrada del cristal aumenta hasta 300 mA. Cuando la temperatura permanece constante a -2 °C, la corriente de alimentación es constante y cuando la temperatura aumenta hasta 25 °C, la corriente disminuye hasta el valor original. Sabiendo que la tensión de alimentación del cristal es de 5V durante toda la prueba, el consumo de energía es de 1.5 W durante 92% del tiempo. Este elevado consumo es debido a la técnica de compensación de la frecuencia del cristal OCXO. En este tipo de compensación, el cristal está colocado sobre un elemento calefactor y se regula su temperatura consumiendo más corriente cuando existe variación de temperatura en el exterior del elemento calefactor.

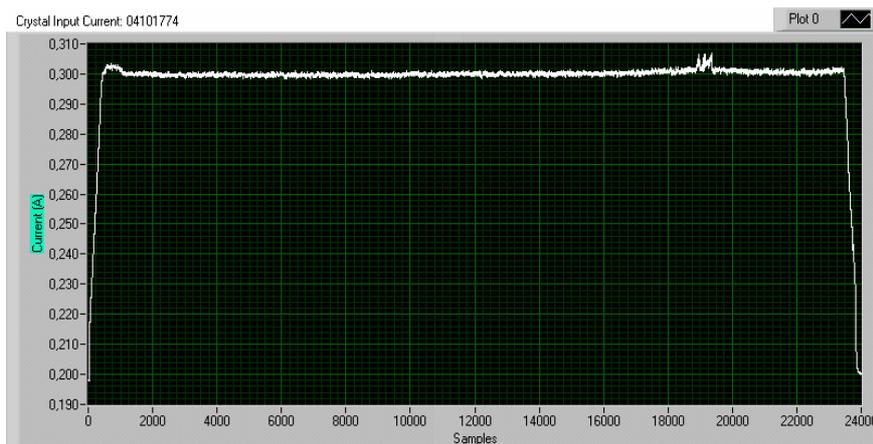


Figura 3.20: Corriente de entrada del cristal OCXO en el perfil de temperatura: de -2 °C a 25 °C en dos horas, a -2 °C durante dos días, de -2 °C a 25 °C en dos horas

Otro tipo de cristal utilizado en estas pruebas ha sido un cristal TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator) con una deriva (offset) con variación de temperatura de 200 ppb (2×10^{-7}). Esta deriva es mayor que la permitida pero presenta linealidad en el tiempo de test. Para conocer la linealidad en la deriva durante todo el experimento, se debe aumentar el tiempo de test hasta varios meses. Para determinar el consumo y la deriva (offset) del cristal, se ha configurado la cámara con el mismo perfil de temperatura y se ha medido su corriente de entrada y su frecuencia de salida. El resultado de estas medidas ha indicado una corriente de alimentación de 20 mA constante durante toda la prueba. Sabiendo que la tensión de alimentación es de 5 V, este test ha demostrado un consumo energético de 100 mW para el cristal TCXO durante toda la prueba. La compensación de frecuencia en los cristales TCXO se realiza mediante un microcontrolador integrado en el módulo del cristal. Un sensor de temperatura también integrado en este módulo, detecta la temperatura en el exterior y

el microcontrolador efectúa la compensación de la frecuencia a través de una curva de calibración cargada anteriormente.

Observando los resultados obtenidos en las pruebas realizadas, se puede concluir que los cristales OCXO no son apropiados para campañas de media y larga duración por su gran consumo de energía. Sin embargo, para campañas de corta duración (pocos días), la utilización de cristales OCXO puede proporcionar una base de tiempo muy estable y así mejorar la calidad de los datos registrados por el OBS. Por otro lado, los cristales TCXO a pesar de ser menos estables, proporcionan una autonomía mucho mayor por su bajo consumo. La deriva (offset) del cristal TCXO es razonable para campañas de media y larga duración por lo que se ha elegido este tipo de cristales para el sismómetro marino bajo construcción.

3.3.4.4- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión (V2)

Debido que se utiliza una única fuente energética para todo el sistema de registro y almacenamiento de datos, es necesario disponer de un módulo que regule la tensión de la batería a las tensiones de alimentación de los diferentes módulos que componen el sistema. Se debe tener en cuenta tanto el consumo como la estabilidad de las tensiones de alimentación generadas por este módulo. Además, la aplicación final exige una relación señal ruido óptima, por lo que se tiene que optimizar el nivel de ruido de la tensión de alimentación del módulo de conversión ADC. Las tensiones de alimentación necesarias para el funcionamiento de todo el sistema son las siguientes:

- Módulo de base de tiempo: 5 V
- Módulo de conversión ADC:
 - a) etapa de amplificación de entrada: ± 3.3 V
 - b) etapa de conversión ADC: ± 3 V
- Sensores: ± 3.3 V
- Módulo de microcontrolador y almacenamiento de datos: 7-15 V

En este diseño, se han utilizado reguladores conmutados para aumentar el rendimiento y también reguladores lineales para minimizar el ruido en las alimentaciones del módulo de conversión ADC. En la figura 3.21 se puede observar el diagrama de bloques de este módulo. Para la alimentación del módulo microcontrolador, se utiliza la tensión de salida de la batería. Debido a que se han utilizado reguladores conmutados en el diseño de esta placa, se debe comprobar la estabilidad de las tensiones de alimentación generadas. Para ello, se han realizado medidas de las diferentes tensiones de alimentación utilizando un datalogger HP34970A. La duración de estas pruebas ha sido de 2 días. Una aplicación diseñada en LabVIEW configura los instrumentos a través del bus GPIB y realiza medidas de tensión de salida del módulo de regulación. En este caso, todas las tensiones de alimentación generadas por este módulo cumplen las especificaciones de estabilidad de los elementos restantes que componen el sistema. Además se han realizado medidas del consumo de todos los módulos que componen el sistema. La tabla 3.2 muestra los resultados del consumo de todos los módulos del sistema:

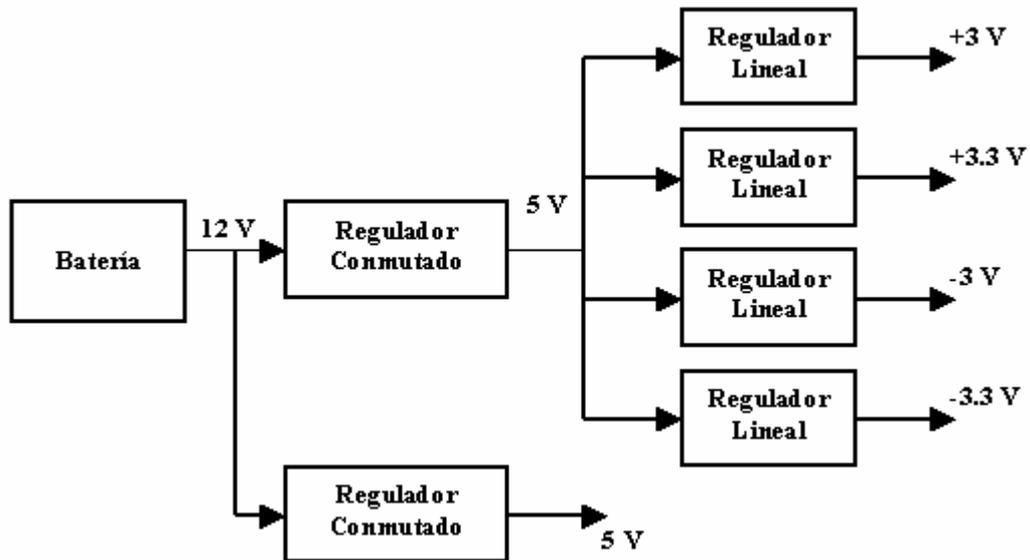


Figura 3.21: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión

Módulo	Consumo (W)
Microcontrolador + almacenamiento	0.408
Conversión ADC	0.230
Regulación de tensión	0.347
Base de tiempo	0.1

Tabla 3.2: Consumo de los diferentes módulos del sistema de registro y almacenamiento de datos

El consumo total del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado y construido es de 1.1 W. Se puede reducir el consumo de los módulos microcontrolador y regulación de tensión; el ajuste de la frecuencia de trabajo del microcontrolador y el uso de instrucciones de bajo consumo cuando no se adquieren datos, ayudan a reducir el consumo de este módulo. El ajuste de la tensión de la batería además de unificación de las tensiones para la etapa de amplificación y conversión ADC, permiten reducir el consumo del módulo de regulación de tensión. Antes de que se pueda utilizar este diseño como parte del sistema final, se debe comprobar el nivel de ruido y por tanto la resolución real.

La figura 3.22 muestra una imagen del sistema de registro y almacenamiento de datos V2:

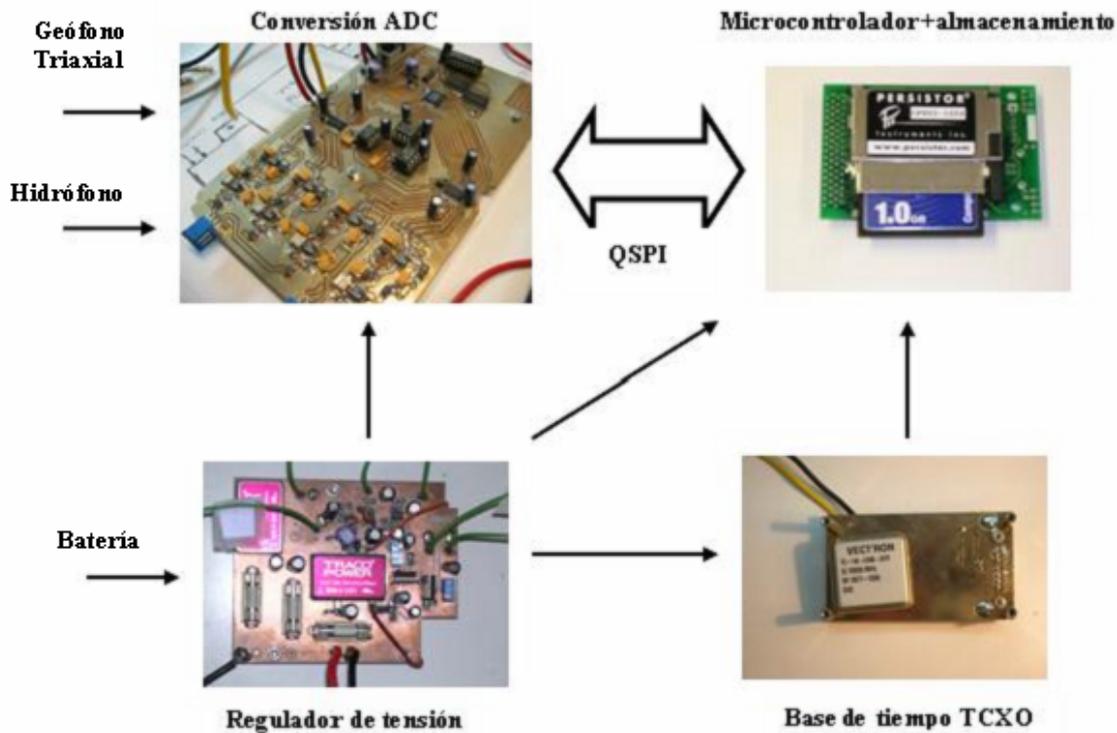


Figura 3.22: Imagen de los diferentes módulos que componen el sistema de registro y almacenamiento de datos V2

3.3.5- Evaluación del nivel de ruido y distorsión del sistema de adquisición V2

Como en el caso del diseño V1 del sistema de registro y almacenamiento de datos, se ha evaluado el nivel de ruido y distorsión del módulo de conversión ADC. Se debe recordar que la calidad de los datos adquiridos está directamente relacionada con estos parámetros. Para ello, se ha utilizado un programa desarrollado en LABVIEW basado en las normas internacionales de caracterización de sistema de adquisición y convertidores ADC, IEEE Std-1057: *IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders* y IEEE Std-1241: *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*. La caracterización de ruido y distorsión dada en estas normas se basa en la aplicación de señales senoidales a la entrada del sistema de adquisición, posterior recogida de un número de muestras conocido y la realización de un análisis en el dominio frecuencial de los datos recogidos (Linnenbrink *et al.* 2001, Halamek *et al.* 2001, Guiaquinto *et al.* 1997). Tanto los detalles de los procedimientos de test como las expresiones utilizadas para calcular cada parámetro se desarrollarán en el capítulo 4 de esta memoria.

Para obtener medidas de resolución reales, se debe minimizar el ruido acoplado al sistema desde el sistema de test. Para ello se ha utilizado un generador de ondas de bajo ruido y distorsión, concretamente el *DS360* de *Stanford Research Systems (SRS)*. En el ancho de banda de interés (1-100 Hz) tiene una distorsión de -109 dB y para amplitudes menores que 12.6 mVpp presenta un nivel de ruido por debajo de $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Estas características lo convierten en un generador de ondas ideal para la caracterización de sistemas de registro y almacenamiento de datos de alta resolución. En las pruebas realizadas, una amplitud mínima de la señal de entrada (10 μVpp) donde el ruido introducido al sistema por parte del generador es mínimo, coincidirá con una

mayor profundidad de trabajo (menor nivel de señal) para el sismómetro marino. Así, para una amplitud de $10 \mu\text{Vpp}$ de señal de entrada, el número efectivo de bits (ENOB) para los canales de entrada son los siguientes:

Amplitud (μVpp)	Canal 1 ENOB (bits)	Canal 2 ENOB (bits)	Canal 3 ENOB (bits)	Canal 4 ENOB (bits)
10	18.07	18.4	18.29	18.14

Tabla 3.3: Número efectivo de bits (ENOB) del sistema del sistema de adquisición para una amplitud de entrada de $10 \mu\text{Vpp}$

Se puede comprobar que el número efectivo de bits es comparable al diseño de la placa de conversión ADC del MiniDOBS, aunque el nivel de ruido es algo mayor. Los resultados de los tests realizados para caracterizar el sistema de adquisición diseñado han reflejado varios problemas en su funcionamiento que degradan claramente sus características y que se explican en este apartado, cuyos diagnósticos se discuten de forma detallada proponiendo una solución para cada problema, lo que debe servir de ayuda a la hora de diseñar futuros prototipos que ofrezcan unas características apropiadas para la adquisición de señales sísmicas marinas a la profundidad deseada. El diagnóstico de algunos problemas aparecidos ha sido complicado ya que están relacionados con el acoplamiento de señales entre diferentes líneas de la placa de adquisición.

El análisis de los datos registrados en las pruebas realizadas han mostrado los siguientes problemas de diseño:

- 1- Reducción del margen dinámico
- 2- Distorsión de la señal de entrada

A continuación se realiza un análisis de cada uno de estos problemas proporcionando una solución para cada uno:

3.3.5.1- Reducción del margen dinámico

La tensión de referencia del convertidor CS5372 es de $\pm 2.5\text{V}$, lo que proporciona un margen dinámico de 5 Vpp. Por otra parte, la etapa de amplificación de entrada tiene las tensiones de alimentación fijadas a $\pm 3.3\text{V}$, lo que establece un margen dinámico de 6 Vpp aproximadamente. La ganancia de la etapa de amplificación de entrada está fijada a la unidad aproximadamente. Las pruebas realizadas han demostrado que el margen dinámico del conjunto amplificador y convertidor ADC es de 4 Vpp lo que supone una reducción del 20% en el rango dinámico total.

Como se ha comentado anteriormente, se ha tenido que adaptar el diseño de este módulo al del geófono, en el que se comparte una referencia común para los tres acelerómetros y proporciona una señal unipolar a los tres canales. Para adaptar esta señal a la entrada del convertidor CS5372 (diferencial), la etapa de amplificación pasa la señal unipolar de entrada a una señal diferencial de salida. Esta conversión en la señal ha supuesto una reducción en el margen dinámico de todo el sistema.

Para solucionar este problema, se ha propuesto utilizar amplificadores de bajo ruido de entrada/salida diferencial CS3301 para el geófono y CS3302 para el hidrófono. Este tipo de amplificadores están especialmente diseñados para trabajar con el sistema de adquisición CS5372/76 y disponen de un nivel de ruido muy bajo ($8.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) aparte de ofrecer la posibilidad de programación digital de la ganancia del amplificador. La tensión de alimentación de estos amplificadores se ajusta para aprovechar el rango dinámico completo del convertidor CS5372.

3.3.5.2- Distorsión de la señal de entrada

En el análisis frecuencial del sistema, se ha observado que al aumentar la amplitud de la señal senoidal de entrada hasta el fondo de escala, aparece una distorsión excesiva introducida por el módulo de adquisición en forma de bandas laterales alrededor de los armónicos. El resultado de estas pruebas muestra varias anomalías cuando la amplitud de la señal de entrada se acerca al fondo de escala del módulo de adquisición:

- a) Aparición de armónicos impares de la señal de entrada
- b) Aparición de bandas laterales alrededor de estos armónicos

Las figuras 3.23 y 3.24 muestran los espectros de la señal de salida calculados cuando se ha aplicado una señal de entrada de amplitud 3.5 Vpp y frecuencias 8 Hz y 18 Hz.

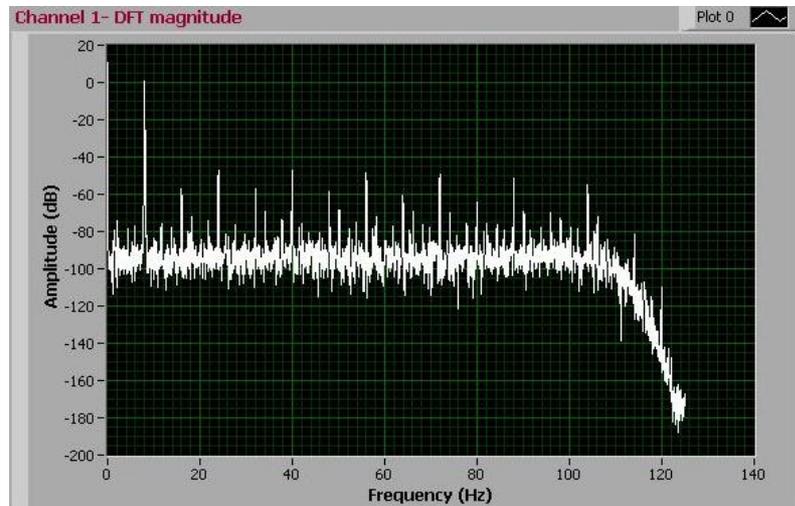


Figura 3.23: Distorsión de la señal adquirida, amplitud de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de entrada: 8 Hz

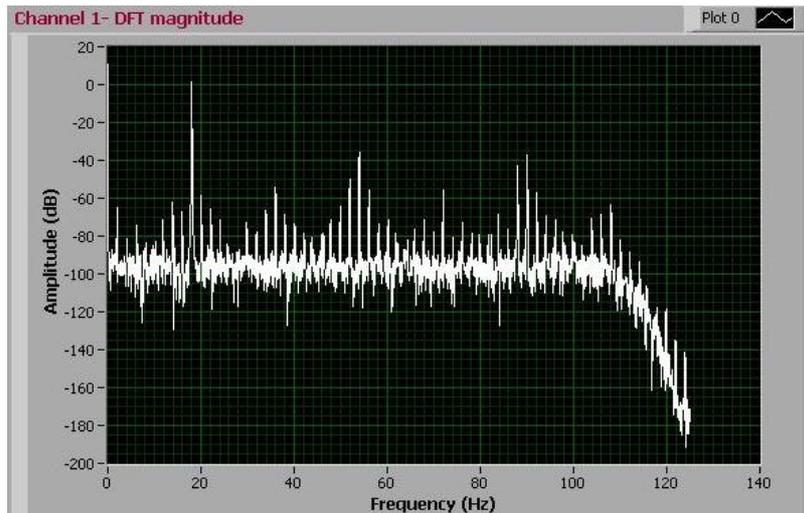


Figura 3.24: Distorsión de la señal adquirida, amplitud de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de entrada: 18 Hz

Este fenómeno está relacionado con tres causas posibles:

- 1- Distorsión del generador de señal.
- 2- No-linealidades del sistema (ADC, etapa pre-amplificadora, etc.) (Pitica *et al.* 2003).
- 3- Crosstalk (diafonía) de una señal digital a la entrada. (Brooks *et al.* 2003, Johnson *et al.* 1993).

Para conocer las características de la señal de entrada proveniente del generador de señal en el dominio frecuencial, se ha medido el espectro de una señal senoidal de 10 kHz y 1 Vpp de amplitud (figura 3.25).

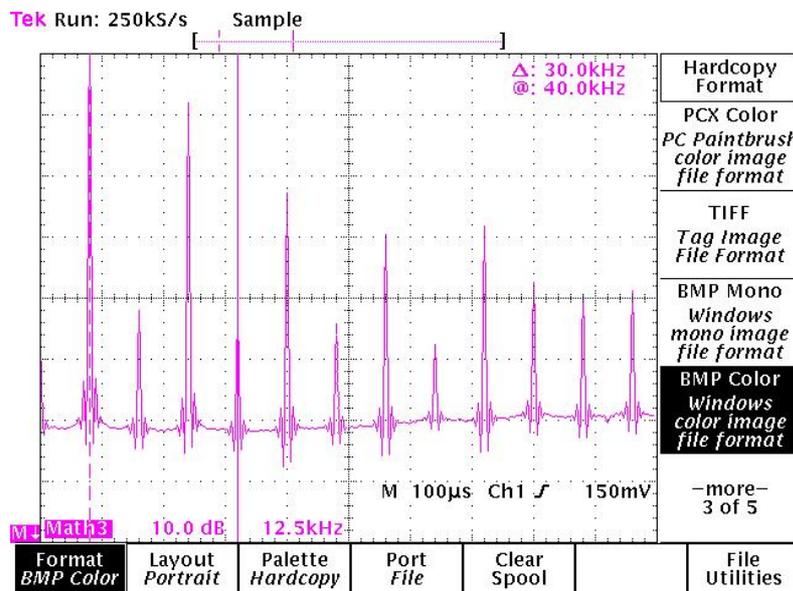


Figura 3.25: Espectro de una señal sinusoidal de 10 kHz del generador DS360

La figura 3.25 muestra que existen armónicos tanto en múltiplos pares como impares de la fundamental. Se ha detectado la posible causa de este fenómeno tras las siguientes acciones:

- 1- Se ha anulado la etapa pre-amplificadora de entrada y se ha conectado la señal de entrada directamente al convertidor ADC para conocer la contribución de la etapa de entrada. Se ha obtenido el mismo fenómeno en esta prueba, por lo que se descarta la no-linealidad de la etapa pre-amplificadora como causa de la distorsión.
- 2- En la caracterización de la siguiente versión (versión 3) del sistema que integra el mismo convertidor ADC, se ha utilizado el mismo generador de señal, por lo que se descarta la no-linealidad del convertidor y distorsión del generador como posibles causas de este fenómeno.

En este caso el acoplamiento de una señal digital a la parte de entrada es la posible causa de la distorsión de señal.

Existen varias fuentes de acoplamiento entre una línea digital y la entrada analógica. Los mecanismos típicos de crosstalk incluyen:

- a) **Acoplamiento de la tensión de alimentación:** Las corrientes digitales que hacen oscilar la tensión de alimentación con el bit, y si la alimentación es única para las etapas analógica y digital, puede acoplarse a la etapa de entrada por el pin de alimentación de un amplificador de entrada. Se puede eliminar este problema utilizando alimentaciones separadas para las etapas analógica y digital o colocando un filtro paso bajo entre las dos etapas o mejorando la colocación de condensadores de desacoplo (Kim *et al.* 2001; Xu *et al.* 2001).
- b) **Acoplamiento capacitivo:** Cuando las señales digitales están colocadas cerca de las líneas analógicas, la capacidad entre líneas puede causar que acoplen señales de una a otra. Este problema se elimina colocando las líneas digitales lejos de las analógicas y también mejorando el aislamiento (masas) entre las dos etapas (D. Moonligan *et al.* 1998). En el diseño del módulo de adquisición, las líneas digitales están muy separadas de las analógicas por lo que el acoplamiento capacitivo es la causa menos probable del problema detectado (Schuster *et al.* 2001).
- c) **Corrientes de masa:** Las corrientes de retorno digitales a masa a través de impedancia no nulas por efectos resistivos o inductivos, pueden causar que la masa local oscile con la corriente. Si esta masa es diferente de la que origina la señal, puede causar diferencias de potencial relacionados con la velocidad de los bits. Se puede eliminar mejorando las masas en el layout de la placa (Moonligan *et al.* 2000; Ghose *et al.* 1995).

La utilización de señales diferenciales, tanto analógicas como digitales reduce el efecto de todos los tipos de acoplamientos (Carusone *et al.* 2001; Karunakaran *et al.* 2003). Si la señal de entrada es diferencial y el acoplamiento es igual en las dos partes de la señal (terminal positivo y negativo), y el receptor analógico tiene una buena CMRR, el acoplamiento se reducirá considerablemente. Por tanto en principio la utilización de los amplificadores CS3301-2 de entrada/salida diferencial reducirá el efecto de acoplamiento de las líneas digitales a la entrada.

3.3.5.3- Análisis e implicaciones del crosstalk

A la hora de analizar los efectos del crosstalk, es muy importante comprender que el contenido del dominio frecuencial de los bits digitales no es ruido aleatorio. Cualquier bit digital, salida del convertidor ADC es estrictamente una función determinística de la señal analógica que representa. Todos los bits que intervienen en el proceso de la conversión siguen una función no-lineal, no-monótona de la señal analógica y por tanto el error causado por acoplamiento de la línea digital de datos es un error que depende de la señal de entrada. Además, la energía de los bits convertidos se concentra exclusivamente en los armónicos de la señal que representan. Ya que nuestro sistema dispone de un filtro anti-aliasing (CS5376), no es posible encontrar armónicos de alta frecuencia en el ancho de banda de trabajo por Nyquist.

Una implicación directa de un acoplamiento digital se manifiesta como distorsión armónica o problemas que dependen de la señal de entrada. Los problemas de distorsión armónica normalmente se resuelven mediante la investigación de la linealidad de los amplificadores de entrada pero en el caso del módulo de adquisición se ha aplicado la señal de entrada directamente al convertidor ADC y se ha obtenido el mismo efecto, por lo que se ha descartado la linealidad de estos amplificadores como el origen del problema (Pitica *et al.* 2003).

La señal de los bits MSB (Maximum Significant Bits) a la salida de un convertidor ADC es una señal cuadrada con la misma frecuencia que la señal de entrada independientemente de la frecuencia de muestreo del convertidor. En la figura 3.26 se puede observar esta relación. Si existe acoplamiento de la línea digital de datos hacia la entrada analógica a través de la alimentación o plano de referencia, la existencia de una señal cuadrada con la misma frecuencia que la entrada (MSB) provoca armónicos impares de la señal de entrada. La aparición de bandas laterales puede ser el resultado del acoplamiento de los bits MSB siguientes.

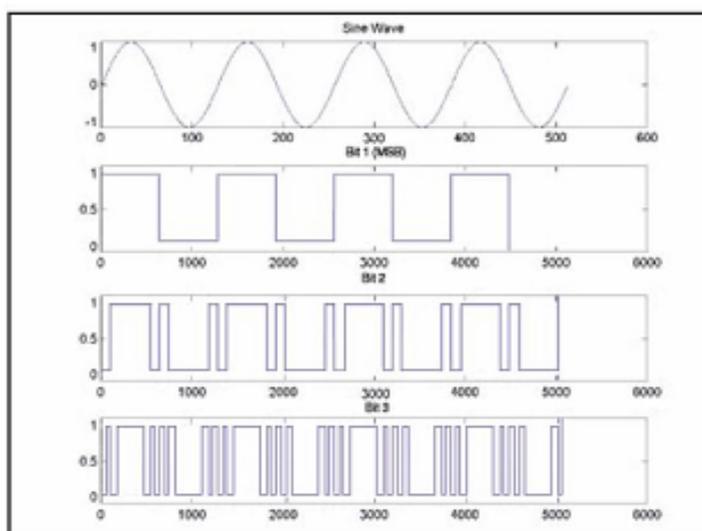


Figura 3.26: Relación entre la señal de entrada y los bits 1, 2 y 3 de mayor peso

De entrada, el análisis de crosstalk parece ajustarse bien a los resultados obtenidos en las pruebas realizadas y analizando el layout de la placa ADC, es la causa más probable de estos problemas, pero existen otros fenómenos como acoplamiento de alguna línea digital al clock del ADC o existencia de ruido de fase (jitter) en la señal de clock del ADC (Souders *et al.* 1990, Da Dalt *et al.* 2002) que pueden producir efectos similares. Por tanto se debe cuidar el diseño del siguiente prototipo de la placa ADC para evitar al máximo los problemas detectados (Brooks *et al.* 2003; Liaw *et al.* 1996).

Los resultados de las pruebas de ruido y distorsión han demostrado que el sistema dispone de un número efectivo de bits razonable, aunque el nivel de ruido puede ser optimizado. Se han detectado diversos problemas (apartado 3.3.5.1) relacionados con la etapa de amplificación de entrada que deben ser solucionados en próximos diseños. La reducción del margen dinámico junto con la distorsión de la señal cuando la amplitud de entrada es cercana al fondo de escala forma parte de estos contratiempos. La utilización de amplificadores de entrada/salida diferencial ayuda a reducir el acoplamiento de señal entre diferentes partes del circuito (Karunakaran *et al.* 2003). Además, las señales diferenciales son más inmunes a tanto ruido electrónico acoplado por las corrientes de masa, como interferencias electromagnéticas (EMI). Una buena distribución de masas, líneas de alimentación y señales en el diseño del PCB (Printed Circuit Board) ayudan de forma significativa a mejorar la resolución del sistema (Shimoto *et al.* 1999; Ghose *et al.* 1995; hubing *et al.* 2003; Sharawi *et al.* 2004; Fan *et al.* 2002). Con este objetivo, se ha procedido a un nuevo diseño de la placa de conversión ADC donde la optimización de la relación señal ruido es el gran reto a conseguir.

3.4- Optimización de la relación señal-ruido (SNR)

La optimización de la relación señal-ruido del sistema pasa por la reducción del nivel de ruido de la parte analógica del módulo de conversión ADC. Si el ruido se acopla a esta parte del circuito, su conversión al dominio digital incorpora el error introducido por el ruido y la calidad del dato será seriamente afectada. Una vez, la señal de entrada ha sido convertida al digital, el ruido acoplado a esta parte afecta básicamente a la comunicación entre módulos, resultando en pérdida de muestras o mala comunicación entre módulos. Fenómenos como nivel de ruido electrónico, acoplamiento de señales (crosstalk) a la parte analógica, interferencia electromagnética (EMI) entre diferentes zonas y ruido aleatorio (jitter) en el clock del convertidor ADC afectan directamente a la relación señal-ruido del sistema. Por tanto, el diseño del PCB del módulo de conversión ADC debe optimizarse para reducir estos errores. Además, se tiene que prestar especial atención a integridad de la señal analógica a adquirir provocada por la no-linealidad de los circuitos diseñados o errores comentados anteriormente.

3.4.1- Consideraciones en el diseño del PCB del módulo de conversión ADC

Este apartado está dedicado a los fundamentos básicos del diseño de circuitos donde el nivel de ruido y la integridad de señal son aspectos importantes. Así, se ha tenido en cuenta cada uno los siguientes factores con el fin de optimizar la relación señal-ruido del equipo completo.

3.4.1.1- Corrientes de retorno

La ley de Kirchoff dice que en cualquier punto de un circuito, la suma algebraica de las corrientes es cero. Básicamente, esta ley indica que la corriente circula en un círculo y particularmente, siempre se debe considerar la corriente de retorno cuando se analiza un circuito como se muestra en la figura 3.27.

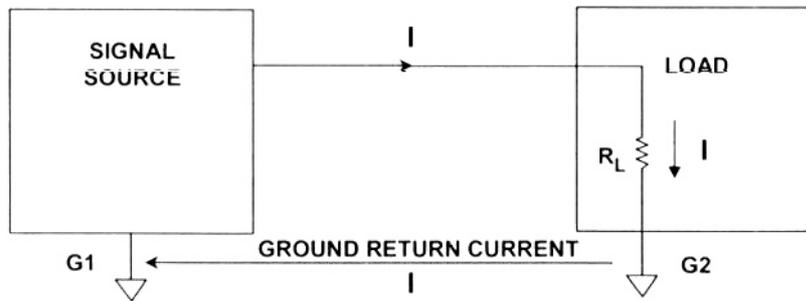


Figura 3.27: Corriente de retorno a través de una referencia ideal

Cuando se analizan señales unipolares donde éstas están referenciadas a masa, es común considerar que todas las referencias del circuito se encuentran al mismo potencial. Sin embargo, esta aproximación no es aplicable cuando se trata de circuito de alta resolución como el sistema bajo estudio. Un caso real de la referencia se muestra en la figura 3.28. Las corrientes de retorno circulan por la impedancia entre los puntos G1 y G2, ocasionando caídas de tensión ΔV en este camino. Corrientes externas adicionales I_{EXT} también pueden circular por este camino y es importante entender que la suma de las corrientes puede generar tensiones de ruido entre G1 y G2 la magnitud de la cual depende de la magnitud de la corriente y la impedancia relativa de masa. Una proporción de estas tensiones no deseadas puede aparecer en la señal de la carga. Cuanta más resolución tenga el sistema bajo diseño, la aparición de ruido por las corrientes de retorno en los datos, será más fácil.

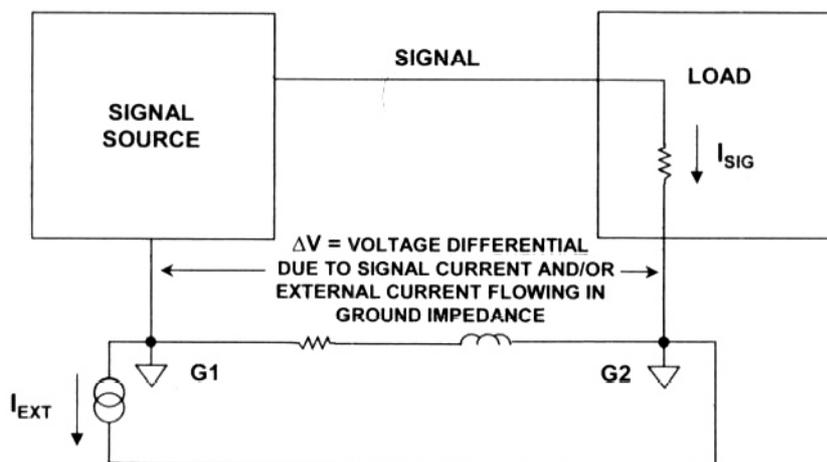


Figura 3.28: Corriente de retorno a través de una referencia real

3.4.1.2- Reducción de Interferencias electromagnéticas (EMI)

Cualquier pista o cable en un circuito PCB por el que pasa una corriente eléctrica genera un campo eléctrico y un campo magnético. La aparición de estos dos campos forma un campo electromagnético. La figura 3.29 muestra el campo electromagnético generado por una señal y su correspondiente retorno.

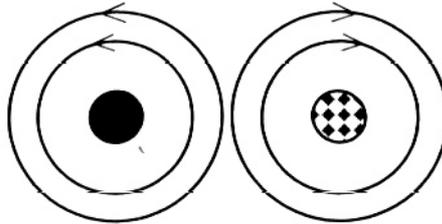


Figura 3.29: Campo electromagnético generado por una señal y su retorno

La circulación de corriente en los dos conductores es perpendicular a la hoja, y con sentidos opuestos. La magnitud de la corriente es la misma (Ley de Kirchoff), entonces los campos electromagnéticos tienen la misma magnitud pero sentidos opuestos. Si la distancia entre los dos conductores es suficientemente baja, los campos pueden cancelarse, reduciendo de esta forma las emisiones electromagnéticas en la placa. Por tanto, en el diseño PCB del módulo de conversión ADC, se ha prestado especial atención en minimizar la distancia entre las señales y sus retornos. Sabiendo que las señales de retorno pasan por los caminos de mínima impedancia justo por debajo de las pistas, incluyendo cobre conectado a referencia del circuito alrededor de ellas, se reducen las interferencias electromagnéticas.

La corriente que pasa por una pista y su correspondiente retorno forman un área. Las emisiones electromagnéticas en los PCBs dependen directamente de esta área. Por tanto, se debe reducir el área comprendida entre una corriente y su retorno, lo que puede no ser obvio en práctica. Como reglas de diseño, no deben existir discontinuidades en el plano de referencia en el camino de una señal (figura 3.30). En este caso, la corriente de retorno tiene que rodear la discontinuidad, lo que aumenta el área y por tanto las interferencias generadas.

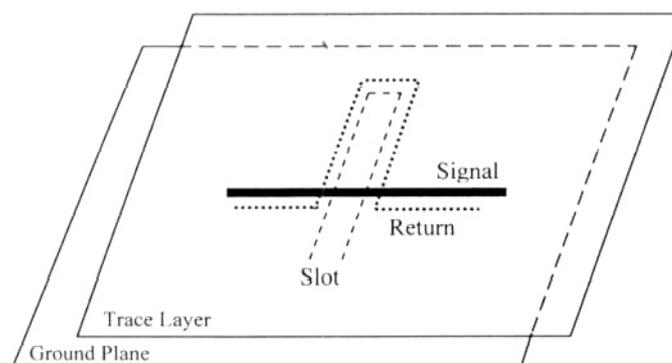


Figura 3.30: Discontinuidad en el plano de referencia alrededor de una pista

Cuando se conectan varios módulos entre si mediante conectores, una mala asignación de los pines puede provocar emisiones electromagnéticas entre ellos (figura 3.31). En este caso, se debe intercalar pines conectados a masa entre los pines de señal para reducir el área de retorno. En el diseño de PCB del módulo ADC se ha tenido en cuenta este factor solamente para las señales de alta frecuencia para no aumentar en exceso el número de pines del conector.

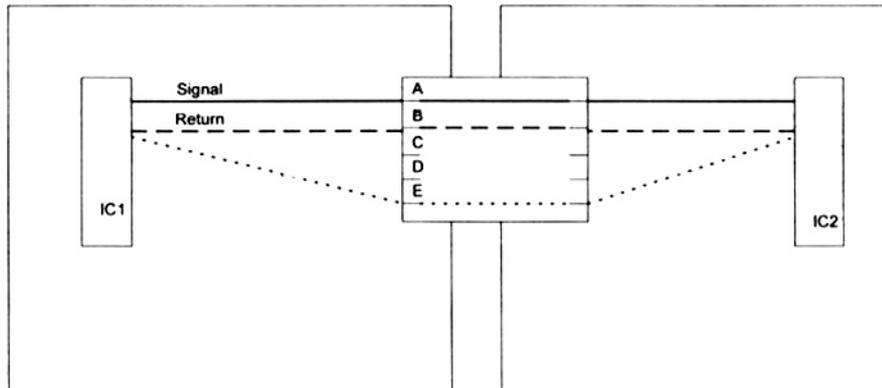


Figura 3.31: Emisión de EMI entre placas por falta de pines dedicados a las corrientes de retorno

Otro caso concreto donde el área entre la corriente que circula por una pista y su retorno puede generar interferencias electromagnéticas, es en la definición de un componente o conector (figura 3.32-a). Hay que incluir caminos de cobre entre los agujeros dedicados al componente o conector (figura 3.32-b). Además, la asignación de los pines para los retornos, en el caso del conector, puede mejorar de forma significativa las interferencias generadas (figura 3.32-c).

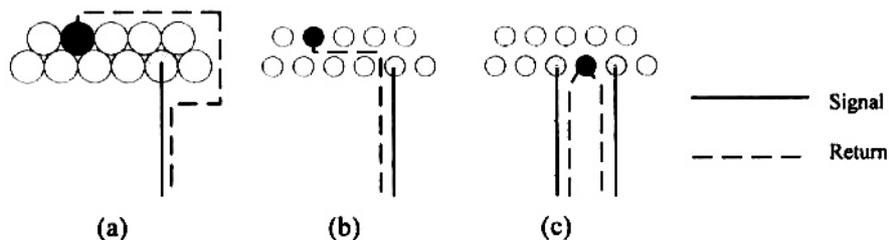


Figura 3.32: Minimización de las áreas de retorno en los componentes y conectores del PCB

3.4.1.3- Reglas de diseño del PCB en modo diferencial

La utilización de señales y etapas de entrada-salida diferencial presenta diversas ventajas que se comentan a continuación:

- a) Los circuitos diferenciales son de gran ayuda en aplicaciones de bajo nivel de señal. Cuando la optimización de la relación señal-ruido es el objetivo a conseguir, el uso de señales diferenciales dobla el nivel de señal.

- b) Ya que por definición, una señal diferencial aparece de igual magnitud pero de signo contrario en sus terminales, no presenta retorno por ningún camino. Este hecho hace que la continuidad en la referencia sea relativamente poco importante.
- c) Los receptores diferenciales son sensibles a la diferencia del nivel de señal en los dos terminales de entrada, pero son insensibles a los desplazamientos de modo común en la entrada. Por tanto, los circuitos diferenciales tienen mejores características en ambientes ruidosos.

El hecho de que en las señales diferenciales no hay corrientes de retorno no es del todo cierto, ya que las corrientes que circulan por los dos terminales deben tener retornos a través de la referencia (ley de Kirchoff), pero éstas son iguales y de diferente signo por lo que se cancelan y no tienen efecto no deseados. Para que eso ocurra, las pistas de las dos terminales deben ser de la misma longitud. Un desajuste en la longitud de las dos pistas, provoca un desfase en las dos corrientes de retorno, por lo que éstas ya no se cancelan, produciendo una caída de tensión pequeña en la referencia que aparece en la señal de entrada. Por tanto, se ha prestado una atención especial en trazar pistas de igual longitud para las señales diferenciales (Anexo 2).

Por otra parte, igual que señales unipolares, las corrientes de señales diferenciales que pasan por las pistas, inducen corrientes que transitan por el plano de referencia justo por debajo de la pista (figura 3.33). Estas corrientes generan áreas de circulación provocando interferencias electromagnéticas. Para reducir estas interferencias, se debe reducir el área que comprenden las corrientes inducidas. Por tanto, las pistas de las señales diferenciales deben ser paralelas y la distancia entre ellas tiene que ser mínima (Anexo 2).

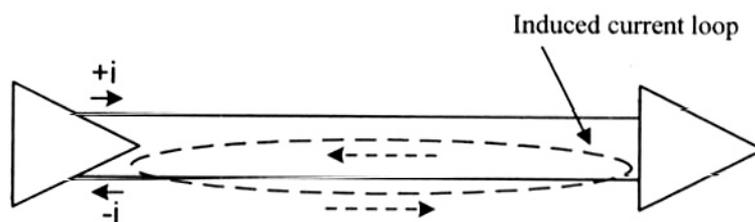


Figura 3.33: Corriente inducida en el plano por señales diferenciales

3.4.1.4- Uso de Vías

En diseños de PCB con varias capas, las vías se utilizan para pasar las señales de una capa a otra. Pero la utilización de vías comporta una serie de efectos que deben tenerse en cuenta a la hora de diseñar un PCB de altas prestaciones. Cualquier vía tiene una capacidad parásita que viene dada por la expresión (Johnson *et al.* 1993):

$$C = \frac{1.41\varepsilon_r TD_1}{D_2 - D_1} \quad (3.2)$$

Donde D_2 es el diámetro exterior, D_1 es diámetro del pad alrededor de la vía, T es la anchura del PCB, ε_r es la permeabilidad relativa del material del PCB y C es la capacidad parásita de la vía.

El efecto más importante de la capacidad de la vía es la degradación de los flancos de la señales de alta frecuencia. Además la utilización de la vía aporta una inductancia parásita dada por la expresión (Jonson, Graham. *et al.* 1993):

$$L = 5.08h \left[\ln \left(\frac{4h}{d} \right) + 1 \right] \quad (3.3)$$

Donde L es la inductancia parásita, h es la longitud de la vía y d es el diámetro de la vía. El efecto de la inductancia parásita de la vía es más importante que su capacidad. La inductancia parásita afecta principalmente a la efectividad de los condensadores de desacoplo, lo que puede afectar las prestaciones del sistema bajo diseño.

La utilización de las vías conlleva otro efecto que es la emisión de interferencias electromagnéticas debida a las corrientes de retorno acopladas al plano. Cuando hay una vía, éstas corrientes que viajan alrededor de la pista no pueden saltar al otro plano siguiendo la señal que las provoca, lo que resulta en un aumento en las radiaciones electromagnéticas. Por todo ello y con el objetivo de reducir los efectos de los elementos parásitos de las vías, además de las emisiones electromagnéticas generadas por su utilización, se ha intentado utilizar un número mínimo de vías para las señales más importantes en el circuito.

3.4.1.5- Planos de alimentación y de referencia

Este apartado está dedicado a las ventajas que aporta un diseño de PCB con planos y alimentación y de referencia:

- a) *Control de impedancia*: para controlar la impedancia de las pistas y por tanto controlar las reflexiones utilizando terminaciones apropiadas, es necesario disponer de planos sólidos y continuos. Es muy difícil controlar las impedancias de las pistas sin utilizar planos en el diseño del PCB.
- b) *Áreas de retorno*: El área de retorno está definida por el camino de la señal y su retorno. Cuando el retorno está justo por debajo de la señal, ésta área se minimiza. Ya que las interferencias electromagnéticas están directamente relacionadas con esta área, EMI se minimiza cuando se utilizan planos de referencia y alimentación. Estos planos proporcionan caminos libres al retorno minimizando las áreas.
- c) *Crosstalk*: Las dos maneras más prácticas de controlar crosstalk son la separación de las pistas y proximidad de las pistas a los planos de referencia.

crosstalk es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre las pistas y sus planos de referencia (Brooks *et al.* 2003).

- d) *Desacoplo*: La capacidad formada por la proximidad de dos planos puede ser muy importante y beneficioso en el desacoplo del circuito a altas frecuencias donde los condensadores de desacoplo presentan problemas.
- e) *EMI*: Las capacidades planares son efectivas en controlar interferencias electromagnéticas causadas tanto por señales de ruido en modo diferencial y en modo común.

Por tanto, el uso de planos de alimentación y de referencia disminuye tanto las interferencias electromagnéticas como crosstalk en la placa, lo que reduce el nivel de ruido generado en el módulo ADC con el objetivo de optimizar la relación señal- ruido.

3.4.2- Diseño e implementación del módulo de conversión ADC (V3)

El nuevo diseño e implementación del módulo ADC tiene como objetivo principal mejorar las características de ruido del sistema completo y eliminar los problemas de distorsión y acoplamiento de señal encontrados en la versión V2. La optimización de la relación señal-ruido está directamente relacionada con las características de ruido y distorsión de este módulo. En el diseño de esta placa, se ha utilizado el mismo convertidor ADC CS5372 por su gran margen dinámico además de la nueva versión del filtro digital FIR CS5376A. Este filtro mejora las características de filtrado digital de su modelo anterior además de proporcionar más velocidades de adquisición (1-4000 muestras/s) al usuario. La introducción de amplificadores de entrada/salida diferencial CS3301 para los canales del geófono, y CS3302 para el canal del hidrófono ha sido un factor fundamental para mejorar la relación señal-ruido. Se ha tenido que modificar la configuración de salida de los sensores al modo diferencial para adaptarlos al sistema de registro y almacenamiento de datos. A diferencia de la primera versión del diseño, la configuración de la ganancia de la etapa de amplificación de entrada se realiza por software. Para la comunicación con el módulo microcontrolador, se han utilizado todos los elementos lógicos necesarios. La figura 3.34 muestra el diagrama de bloques del módulo ADC diseñado y construido.

Las entradas del circuito están equipadas con elementos de protección (diodos) de los picos de tensión que puedan aparecer en la señal de entrada. Las espiras de los geófonos son sensibles a campos magnéticos y los hidrófonos pueden producir picos de tensión cuando se sitúan cerca de cañones de aire comprimido. Se han colocado diodos en las entradas del módulo que ponen las entradas analógicas a la tensión de alimentación cuando hay un pico de tensión. Estos diodos funcionan en inversa y tienen una baja corriente de fuga y capacidad parásita para asegurar alta linealidad en las entradas analógicas.

Justo después de las protecciones de entrada de cada canal, se ha colocado un filtro paso bajo diferencial para reducir el ruido en alta frecuencia. Las figuras 3.35 y 3.36 muestran los filtros diferenciales del hidrófono y geófono respectivamente. La

frecuencia de corte del filtro es suficientemente alta (40 kHz) para que no se afecte el ancho de banda del sistema de medida.

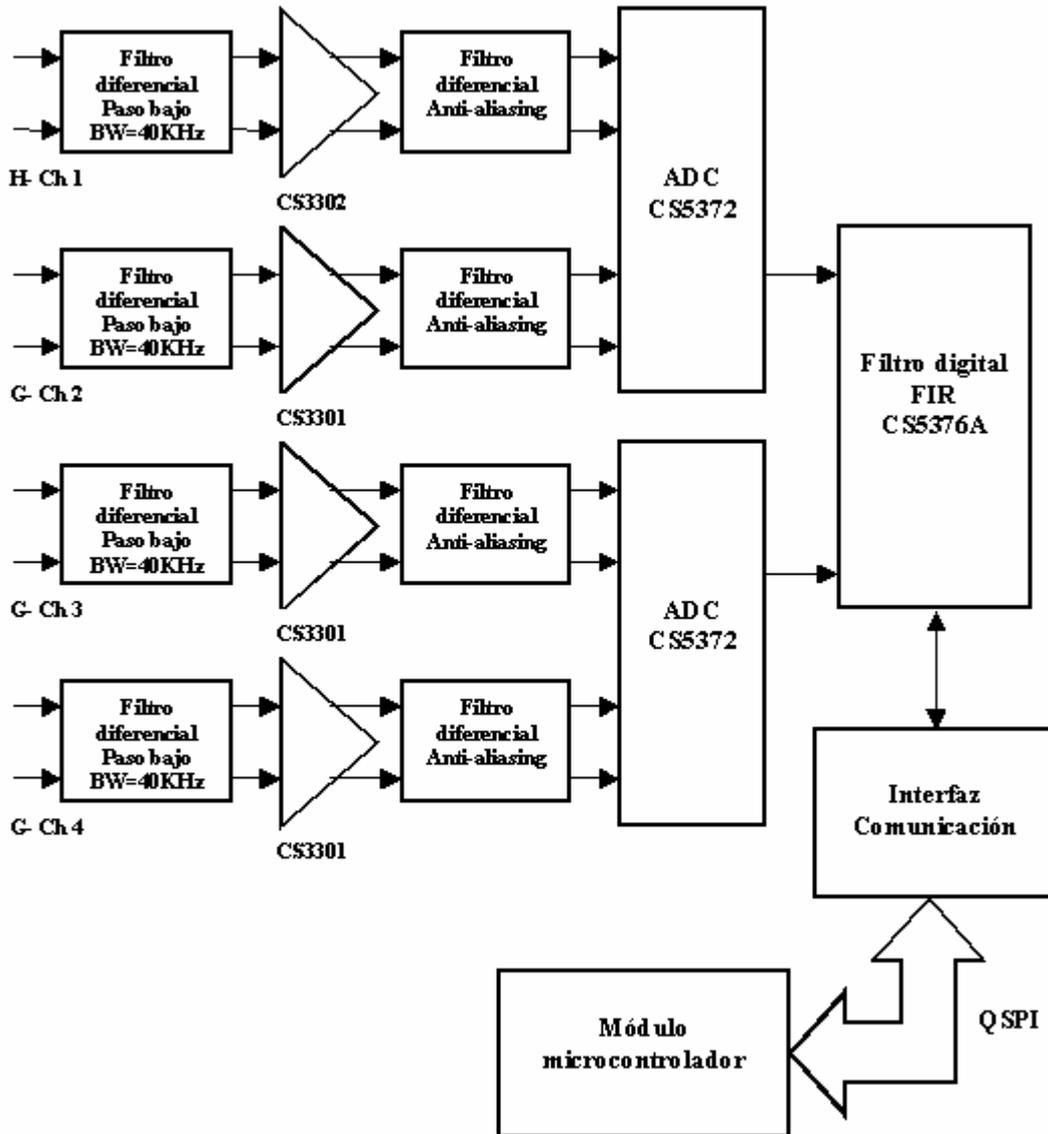


Figura 3.34: Diagrama de bloques del módulo de conversión ADC (versión 3)

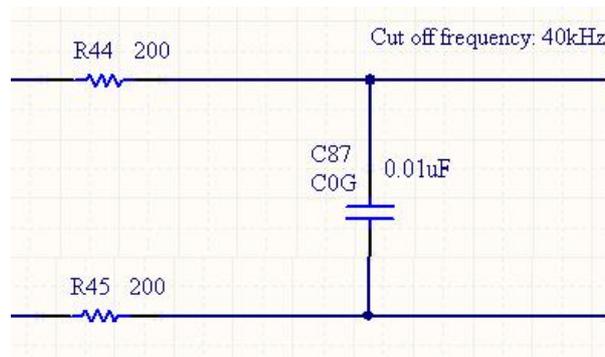


Figura 3.35: Filtro diferencial paso bajo del canal del hidrófono. La frecuencia de corte es de 40 kHz

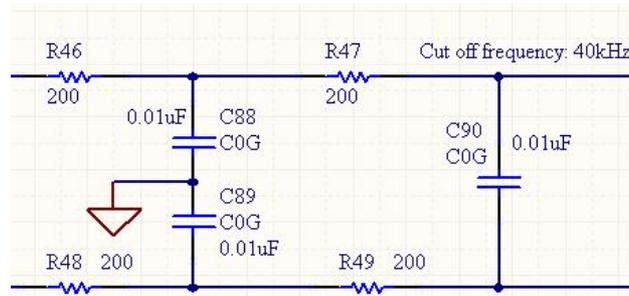


Figura 3.36: Filtro diferencial paso bajo de los canales del geófono. La frecuencia de corte es de 40 kHz

El convertidor CS5372 es un modulador de cuarto orden y las señales de entrada de alta frecuencia pueden causar inestabilidad en su funcionamiento. Para asegurar un correcto funcionamiento del modulador, se ha colocado un filtro diferencial anti-aliasing RC de primer orden entre la etapa de amplificación y el convertidor ADC. Esta red está compuesta por dos resistencias de $750\ \Omega$ y un condensador de $20\ \text{nF}$ colocados entre los terminales diferenciales de salida de los amplificadores CS3301-02 (figura 3.37).

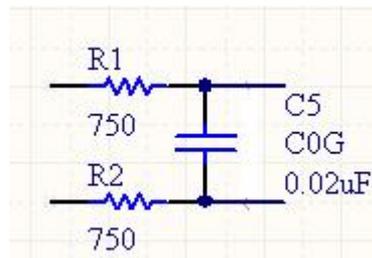


Figura 3.37: Filtro anti-aliasing diferencial de entrada al convertidor ADC

En el diseño del PCB, todas las señales analógicas de entrada están enrutadas como pares diferenciales (anexo 2). Todas las corrientes de retorno de la parte analógica se eliminan por los caminos diferenciales. Además, las pistas diferenciales están trazadas con mínimo espacio entre ellas de forma que el ruido los afecta mínimamente, siendo rechazados como ruido en modo común. Cada dispositivo tiene dos condensadores de desacoplo, uno de valor $100\ \text{nF}$ para rechazar el ruido de alimentación a alta frecuencia, y otro de valor $10\ \mu\text{F}$ para filtrar el ruido a baja frecuencia. Cada red de condensadores está colocada lo más cerca posible del pin de alimentación del dispositivo, con el condensador de valor bajo más cerca del pin, para reducir el ruido generado por la pista de alimentación. En el diseño del PCB del módulo de conversión ADC se han diseñado 4 planos claramente diferenciables (Anexo 2):

- 1) **Top layer:** Este plano está dedicado a las señales analógicas de entrada, los convertidores ADC y el filtro digital FIR. La parte de regulación de la tensión de referencia de los convertidores ADC también está incluida en este plano. La mayoría de las señales que están en este plano son de baja frecuencia, reduciendo de esta forma las interferencias electromagnéticas además del ruido de retorno en este plano donde se encuentra la señal de los sensores a adquirir.
- 2) **Ground layer:** Este plano está dedicado plenamente a la referencia del circuito. Es un plano sólido de referencia sin enrutamientos ni divisiones que proporciona

el mejor camino de retorno para el ruido generado en el sistema. No se han separado las referencias analógica y digital, ya que las señales analógicas son totalmente diferenciales.

- 3) **Power layer:** Este plano está compuesto por las pistas de alimentación del módulo. La anchura de estas pistas es mayor que la de señales digitales para asegurar una buena y estable tensión de alimentación a todos los componentes del módulo.
- 4) **Bottom layer:** En el diseño, se han separado las señales digitales de alta frecuencia que son más sensibles a emitir interferencias, de las analógicas de entrada. Se han colocado las señales de alta frecuencia del interfaz de comunicaciones con el módulo microcontrolador en este plano.

3.4.3- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión (V3)

El uso de nuevos elementos con nuevas tensiones de alimentación en el diseño del nuevo módulo de conversión ADC (V3), nos ha llevado al diseño de un nuevo módulo de regulación donde se ha prestado una atención especial al nivel de ruido generado. Con el fin de optimizar la relación señal-ruido del sistema se han utilizado elementos de regulación de tensión lineales de bajo ruido y con baja caída. El nuevo módulo de regulación de tensión tiene el diagrama de bloques que muestra la figura 3.38. Tanto los amplificadores de entrada/salida diferencial de entrada como los convertidores ADC están alimentados por el regulador lineal MAX6126. Este regulador en el peor caso puede producir un nivel de ruido de 1.3 μVpp en la salida. Se ha equipado el diseño con filtros para minimizar el nivel de ruido de salida.

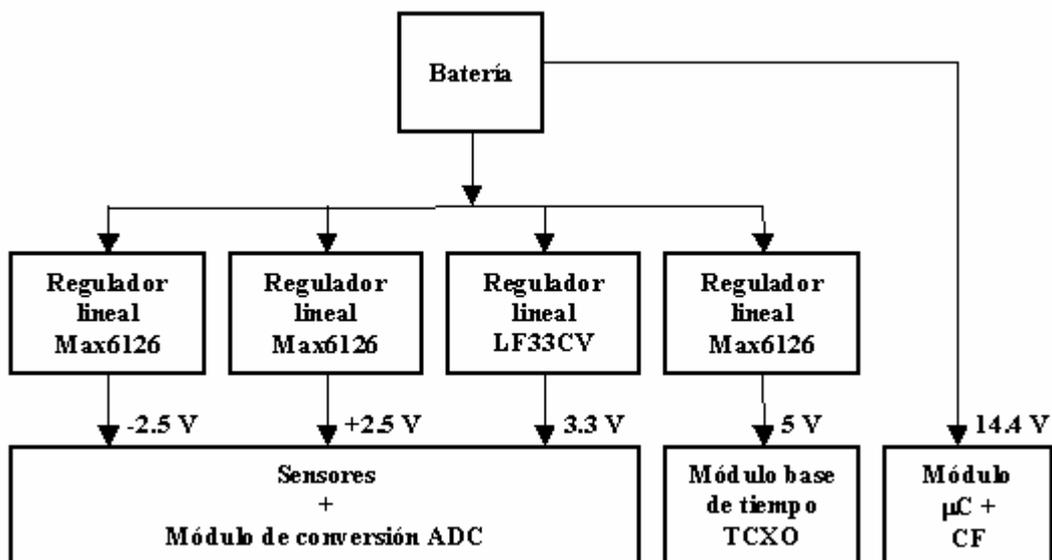


Figura 3.38: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión V3

Una funcionalidad adicional que se ha añadido al sistema, es integrar una pequeña batería de litio de back up en el módulo de regulación de tensión. En sismica activa no se debe perder la referencia de tiempo para poder calcular la deriva del tiempo al final del experimento. Si en algún momento durante el experimento, existe fallo en la alimentación del equipo, para que no se pierda la referencia del tiempo, los módulos de base de tiempo y microcontrolador se alimentan a partir de la batería de back-up. Cuando la placa de regulación de tensión detecta una tensión baja de batería, conmuta la alimentación a la batería de back-up. En este caso, el módulo microcontrolador interrumpe la adquisición y pasa a modo bajo consumo. En este modo de funcionamiento, el reloj de tiempo real (RTC) continúa funcionando mientras el consumo total del módulo se reduce a 3 mW. Para el mantenimiento de la referencia de tiempo, la base de tiempo general (cristal TCXO) del sistema también debe funcionar. Para ello este módulo también se alimenta de la batería de back-up cuando la batería principal falla o pierde capacidad.

3.4.4- Evaluación del diseño del sistema de registro y almacenamiento de datos (V3)

Como en el anterior versión del módulo de conversión ADC, se ha procedido a evaluar las características de ruido y distorsión del nuevo sistema para realizar, si es necesario, los cambios apropiados. El software de caracterización en LabVIEW y basado en las normas internacionales IEEE-Std 1057 y IEEE-Std 1241, ha servido para evaluar cada uno de los diseños del sistema de registro y almacenamiento de datos. Las pruebas de caracterización de ruido y distorsión del sistema están basadas en la aplicación de una señal senoidal de amplitud y frecuencia conocida, recogiendo un número conocido de muestras y mediante procesado de los datos adquiridos obtener los parámetros deseados. Tanto los procedimientos de test como las expresiones utilizadas para calcular cada parámetro vienen dadas en el capítulo 4 de esta tesis.

En estas pruebas, se ha utilizado el generador de funciones *DS360* de *Stanford Research System (SRS)* por sus características óptimas de ruido y distorsión armónica. En este caso, para minimizar el ruido acoplado al sistema desde el generador, se ha aplicado una señal diferencial con amplitud mínima (20 μ Vpp). La frecuencia de la señal de entrada es de 10 Hz y la frecuencia de muestreo configurado es de 250 muestras/s, un intervalo habitual para la adquisición de datos en sismica activa. La tabla 3.4 muestra los resultados de las medidas de margen dinámico y número efectivo de bits (ENOB) para cada canal. Se puede observar que la resolución del sistema ha aumentado hasta 21.4 bits aproximadamente lo que supone un nivel de ruido total de 745 nV. Además, el margen dinámico del sistema ha aumentado en el peor caso (canal 1) en 15 dBs respecto la versión anterior del sistema. Se puede comprobar que el canal 1 presenta resultados algo peores que el resto de los canales. Este hecho es debido a que el canal 1 presenta un mayor valor de jitter en la señal de clock del ADC (capítulo 5, tabla 5.3),

	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
ENOB (bits)	21	21.44	21.43	21.56
Margen dinámico (dB)	128.2	129.9	129.8	129.7

Tabla 3.4: Resultados de margen dinámico y número efectivo de bits (ENOB) del sistema. de adquisición (V2). Amplitud de entrada: 20 μ Vpp, frecuencia de entrada: 10 Hz. Estos valores son validos solamente en estas condiciones de test

lo que se traduce en un mayor nivel de ruido de fondo en este canal (Souders *et al.* 1990). La reducción del nivel de ruido indica que los fenómenos como interferencias electromagnéticas o acoplamiento de señal en el circuito también se han reducido significativamente. La medida del margen dinámico de la etapa de amplificación de entrada/salida diferencial de entrada, es de 5 Vpp, lo que se ha demostrado que los problemas de reducción de este parámetro en la versión anterior, se han eliminado. Además, el sistema no muestra una distorsión excesiva cuando la amplitud de la señal de entrada se acerca a la amplitud máxima. La figura 3.39 muestra el espectro de la señal adquirida cuando la amplitud de la señal de entrada es de 5 Vpp y su frecuencia es de 30 Hz:

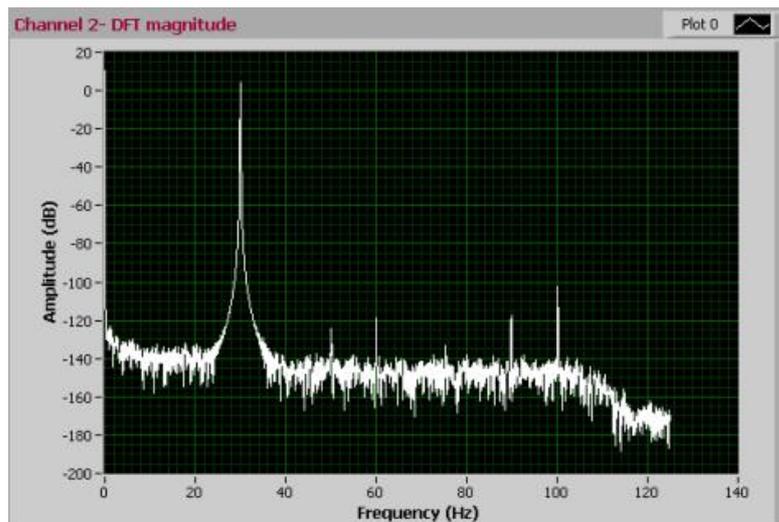


Figura 3.39: Espectro de la señal adquirida con una amplitud de 5 Vpp y una frecuencia de 30 Hz

Los picos de señal en las frecuencias 50 Hz y 100 Hz corresponden a la señal de la línea y su correspondiente armónico, que se acoplan al sistema a través del generador de funciones. Los picos de señal en las frecuencias 60 Hz y 90 Hz corresponden a los armónicos de la señal sinusoidal de entrada en el ancho de banda del sistema de medida. En este caso no existe una distorsión excesiva de la señal de entrada como en la versión anterior del módulo ADC. Después de evaluar los resultados obtenidos en las pruebas de caracterización del módulo ADC, y comparando los niveles de ruido entre el MiniDOBS ($4.783 \mu\text{V}$) y el sistema actual (745 nV), se considera que el sistema de registro y almacenamiento de datos dispone de una resolución suficiente para poder ofrecer datos de calidad a los futuros usuarios del OBS diseñado. La optimización de la relación señal-ruido ha pasado por reducir el nivel de ruido del módulo de conversión ADC además de otros módulos como regulación de tensión que pueden afectar a las características y el rendimiento del sistema completo.

En este apartado se ha explicado el diseño e implementación de la versión V3 del módulo de regulación de tensión. La caracterización del sistema ha proporcionado buenos resultados pero el bajo rendimiento de este módulo ha afectado seriamente la autonomía del equipo.

3.4.5- Diseño e implementación del módulo de regulación de tensión V4

Para aumentar el rendimiento en la regulación de las tensiones de alimentación, se ha disminuido a la mitad, la tensión de salida del pack de baterías de litio-ion. De esta forma, se ha construido un nuevo pack de baterías con la tensión de salida 7.4 V y capacidad 190.4 Ah. Se ha optado por seguir el diagrama de la figura 3.37 pero utilizar el convertidor conmutado MAX1653 como elemento regulador. Este convertidor permite controlar el nivel de ruido de salida y dispone de un rendimiento de 96% en la regulación. En modo bajo ruido, se minimiza las interferencias electromagnéticas y el ruido. Para ello, se mantiene constante la frecuencia de conmutación independiente de la carga y condiciones de línea, permitiendo situar las interferencias fuera del ancho de banda del sistema. Además, se asegura una corriente continua a través del inductor de salida, eliminando ringings del inductor en modo discontinuo. Para minimizar las interferencias conducidas desde este módulo al resto del sistema, se han incluido filtros en cada salida del módulo. En este caso, el módulo de regulación de tensión final tiene el diagrama de bloques de la figura 3.40. Los resultados de la caracterización del sistema han mostrado unas prestaciones del número efectivo de bits ENOB de 21.5 bits, por lo que se ha logrado mantener las prestaciones del sistema, aumentando la autonomía del equipo hasta 2 meses. Esta versión del diseño ha sido utilizado en la campaña de sismica activa CALIBRA 2006. En esta campaña, además de dos sismómetros diseñados por la UPC, se ha fondeado a poca distancia, un OBS del instituto de investigaciones marinas GEOMAR en Kiel, Alemania. Este sismómetro es el más utilizado en Europa para estudios de sismica activa. La duración de las pruebas ha sido de 3 días en adquisición continua y al final de la campaña se ha realizado una comparación de datos entre los equipos utilizados (Jones *et al.* 1998; Sauter *et al.* 1986). Los resultados de estas pruebas forman parte del capítulo 6 de esta tesis, y han demostrado que el módulo de conversión ADC presenta características de ruido y distorsión óptimas.

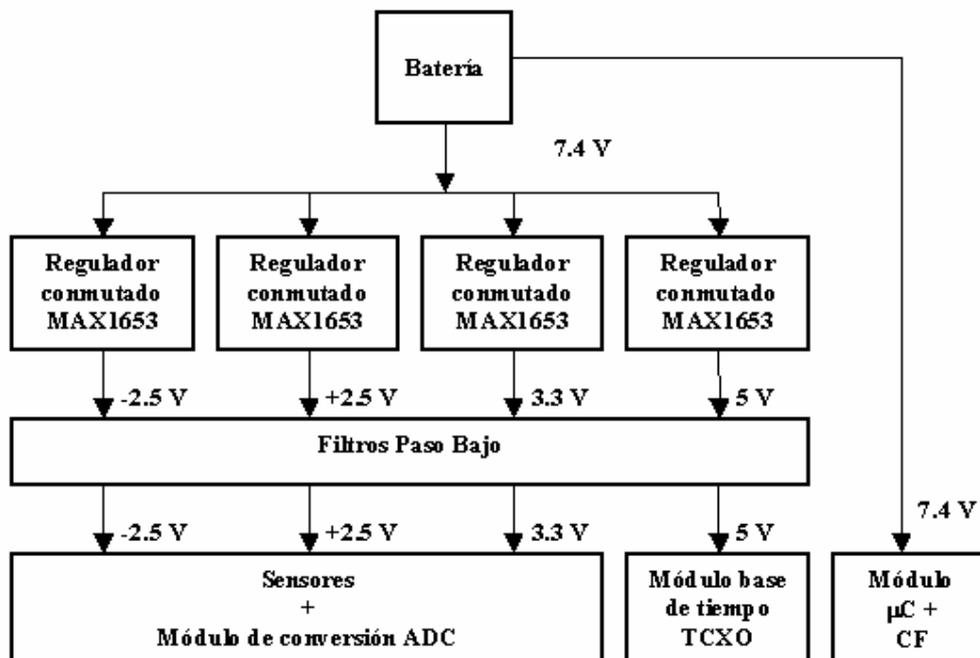


Figura 3.40: Diagrama de bloques del módulo de regulación de tensión V4



Figura 3.41: Sistema de registro y almacenamiento de datos final

3.5- Resumen

A modo de resumen de este capítulo de la memoria, la tabla 3.5 agrupa las modificaciones que se han llevado a cabo en la implementación de las diferentes versiones del sistema hasta llegar al equipo final. Como resumen de este capítulo, se incluye la tabla 3.5 que refleja el Número Efectivo de Bits (ENOB) calculado para cada versión como resultado de las modificaciones realizadas.

Sistema	Modificaciones	ENOB
MiniDOBS	-	18.2
Versión 1 (V1)	1-Sustitución del módulo microcontrolador 2- Sustitución del disco duro SCSI por memoria Compactflash (1 GB)	19.23
Versión 2 (V2)	1-Diseño e implementación de un módulo de conversión ADC basado en el convertidor CS5372. 2-Se mantiene la señal de salida del geófono como unipolar. 3-Diseño e implementación de un módulo de base de tiempo basado en un cristal TCXO. 4-Diseño e implementación de un módulo de regulación de tensión basado en reguladores lineales y conmutados.	18.5
Versión 3 (V3)	1-Diseño e implementación de un módulo de conversión ADC. La etapa de amplificación de entrada se cambia a modo entrada/salida diferencial. 2- Se modifica la señal de salida del geófono a modo diferencial. 3- Diseño e implementación de un módulo de regulación de tensión basado en reguladores lineales.	21.5
Versión 4 (V4)	1- Construcción de un nuevo pack de baterías con mínima tensión de salida posible. 2- Diseño e implementación de un módulo de regulación de tensión basado en reguladores conmutados con control del nivel de ruido a la salida.	21.5

Tabla 3.5: Resumen de las modificaciones realizadas en la implementación de las diferentes versiones del sistema

Capítulo 4

Caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos

En este capítulo se definen los algoritmos de caracterización desarrolladas para determinar las prestaciones de las diferentes versiones del sistema de registro y almacenamiento de datos. Además se definen los parámetros seleccionados para caracterizar el sistema bajo estudio. Previamente se realiza una introducción a la normativa internacional utilizada para el cálculo de cada parámetro.

4.1- Introducción

Para disponer de un sismómetro de fondo marino con prestaciones óptimas para la adquisición de señales en sismica activa, es fundamental conocer las características del sistema de registro y almacenamiento de datos. En el capítulo 3, se ha visto la evolución en los diferentes prototipos diseñados del sistema de registro y almacenamiento de datos, a partir del conocimiento de las características de cada versión, ha sido posible realizar las correspondientes mejoras hasta la versión final. Por tanto para obtener resultados satisfactorios en la construcción del OBS, es preciso desarrollar y utilizar procedimientos de test para la caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos, basados en la normativa internacional que aplica en estos sistemas de medida. Parámetros del sistema como ruido aleatorio (Alegria, *et al.* 2005), distorsión armónica (Bellan *et al.* 1998) y crosstalk (diafonía) (Moonligan *et al.* 1998; Brooks *et al.* 2003; Jonson *et al.* 1993) entre canales pueden afectar la calidad de los datos de forma significativa. Los antecedentes en la calibración de los OBSs se centran en la calibración del sensor sísmico (geófono), mientras existe poca información sobre caracterización de los sistemas de adquisición de datos de alta resolución construidos para este tipo de aplicaciones.

Como se ha explicado en el capítulo 2, las propiedades de las rocas y sedimentos vienen determinadas por la velocidad de propagación de la onda acústica generada por la fuente artificial en las diferentes capas del subsuelo, registrando el sistema de adquisición el tiempo de llegada de la señal sísmica. Cuanto más exacto sea el registro del tiempo de llegada de la onda adquirida, más preciso será el perfil de capas obtenido a partir de los datos registrados. Por eso, conocer los errores aleatorios (jitter) (Souders *et al.* 1990; Jenq *et al.* 1990; Da Dalt *et al.* 2002) relacionados con los instantes de muestreo del convertidor ADC (clock del convertidor) proporciona a los científicos información de gran utilidad para mejorar la calidad de los datos en la fase de procesado de señal sísmica. Con este objetivo, se han utilizado procedimientos de test para caracterizar los errores aleatorios relacionados con la base de tiempo del módulo de conversión ADC a partir de los datos registrados.

Tanto los métodos de test como las expresiones proporcionadas por la normativa internacional utilizada no tienen en cuenta errores introducidos por el sistema de test, y por tanto solamente pueden facilitar un límite superior para el error aleatorio en la base de tiempo del convertidor ADC.

Otro factor importante a tener en cuenta es la estabilidad de la base de tiempo (Lombardi *et al.* 1999). En este caso, el cristal principal presenta un error en la frecuencia de salida debido a la variación de la temperatura de trabajo (Filler *et al.* 1989; Rafaneli *et al.* 2000). Ya que el OBS no tiene acceso a una señal de sincronización de tiempo (GPS) durante todo el experimento, es importante conocer la estabilidad y deriva de la base de tiempo con la variación de temperatura dado un periodo de tiempo. Este parámetro proporciona información sobre el comportamiento de la base de tiempo en condiciones reales de trabajo. La calibración de la base de tiempo debe basarse en las normas internacionales existentes.

Este capítulo de tesis está dedicado a presentar en detalle los procedimientos de test utilizados para caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos construido. Previamente, se realiza una breve introducción a la normativa internacional utilizada, ya que la determinación de los parámetros del sistema está basada en la aplicación de estas normas. Los detalles de la medida de frecuencia forman parte de este capítulo; los parámetros a caracterizar son los que afectan más a la calidad de la señal sísmica a adquirir, donde las expresiones utilizadas están determinadas por las normas de caracterización de sistemas de adquisición existentes.

4.2- Marco de referencia normativa

Este apartado aborda las normas internacionales utilizadas para caracterizar los diferentes parámetros del sistema de registro y almacenamiento del sismómetro de fondo marino. De cada norma, se explican sus objetivos principales.

4.2.1- IEEE Std 1057- IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders

Esta normativa ha constituido la principal fuente de información a la hora de caracterizar el sistema. La mayoría de los procedimientos y expresiones utilizadas para calcular los parámetros a especificar están agrupados en esta norma. La calibración de Instrumentos como sistemas de registro y almacenamiento de datos digitales, analizadores de onda y osciloscopios digitales está cubierta por esta norma. Este estándar está dirigido hacia, pero no restringido, a analizadores y sistemas de adquisición de propósito general.

El objetivo de esta normativa es proporcionar terminología y métodos de test comunes para describir el rendimiento de un sistema de adquisición, y está dirigido a los usuarios y fabricantes de estos equipos. La parte principal de la norma está dedicada a la descripción de parámetros, origen de errores y métodos de test que son utilizados por los fabricantes para localizar y corregir errores en sus sistemas.

La información en esta norma también puede ser aplicada para corregir errores por medio de software después de que la señal haya sido adquirida. Además, los usuarios pueden utilizar esta norma para escribir las especificaciones de los equipos fabricados.

Este estándar presenta un número elevado de posibles errores y métodos de test a ser cuantificados. Algunas de estas pruebas requieren equipos de test sofisticados además de potentes herramientas de procesamiento de datos. No siendo necesario cuantificar todos los parámetros para caracterizar completamente el sistema implementado para una aplicación particular.

4.2.2- IEEE Std 1241- IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters

La definición de la terminología constituye un factor importante a la hora de caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos. Este estándar ha proporcionado información vital sobre definición de la terminología utilizada en los

convertidores ADC (Linnenbrink *et al.* 2001). La normativa principalmente define los términos, definiciones y métodos de test utilizados para especificar, caracterizar y probar convertidores ADC y está dirigido hacia:

- Individuos y organizaciones que especifican ADCs
- Individuos y organizaciones que compran convertidores ADCs para ser utilizados en sus productos.
- Individuos y organizaciones cuya responsabilidad es caracterizar y escribir informes sobre convertidores ADCs disponibles para usar en una aplicación específica.
- Proveedores interesados en proporcionar convertidores ADCs de alta calidad y rendimiento a sus clientes.

Además, esta normativa está diseñada para ayudar a individuos y organizaciones

- Incorporar consideraciones de calidad durante definición, evaluación, selección y validación de convertidores ADCs para su uso en sus equipos.
- Determinar como los convertidores ADCs deben ser evaluados, probados y validados antes de la entrega al cliente final.

Los objetivos principales de esta norma son los siguientes:

- Promocionar coherencia dentro de las organizaciones para adquirir convertidores de terceros a través de proveedores.
- Proporcionar prácticas útiles en incluir consideraciones de calidad en los planes de adquisición.
- Proporcionar prácticas útiles en la evaluación y calificación de las capacidades del fabricante.
- Proporcionar prácticas útiles en la evaluación y calificación de los convertidores ADCs de los diferentes fabricantes.
- Proporcionar información de referencia a individuos y organizaciones a juzgar la calidad de los convertidores ADCs de diferentes fabricantes.

4.2.3- EA-4/16- EA Guidelines on the Expression of Uncertainty in Quantitative Testing

La medida del error aleatorio de la base de tiempo relacionado con los datos adquiridos por el convertidor ADC presenta limitaciones debido al sistema de medida disponible en el laboratorio. Ya que tanto los métodos de test como las expresiones definidas en la norma IEEE Std 1057 para el cálculo del error aleatorio (jitter) de la base de tiempo sólo pueden proporcionar un límite superior para este error, se ha definido un nuevo estimador para el cálculo de este parámetro. Además, la incertidumbre en la medida de jitter relacionado con el nuevo estimador está basada en esta normativa.

Este estándar está reconocido como el documento de referencia para el cálculo de incertidumbre. Por tanto, el uso de la norma requiere coherencia a la hora de aplicar consejos y recomendaciones para la estimación de la incertidumbre de la medida en

cualquier aplicación. En general la norma también es aplicable en la realización de pruebas aunque existen diferencias grandes entre realizar medidas y pruebas. El documento pretende proporcionar consejos y recomendaciones para estimar la incertidumbre en pruebas cuantitativas. Cualquier test que implica la determinación del valor numérico de una medida o una característica se denomina test cuantitativo.

4.2.4- IEEE Std 1139- IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology – Random Instabilities

Este estándar cubre los métodos de descripción de inestabilidades aleatorias que son importantes en metrología dirigida hacia la frecuencia y el tiempo. Los parámetros cubiertos incluyen frecuencia, amplitud e inestabilidades de fase, densidades espectrales de frecuencia, amplitud y fluctuaciones de fase; y medidas de fluctuaciones de frecuencia en dominio temporal. Además, se proporcionan recomendaciones para crear informes de medidas de frecuencia, amplitud e inestabilidades de fase, especialmente referente al registro de parámetros experimentales, condiciones experimentales y técnicas de cálculo.

Por otra parte, esta normativa incluye definiciones de conceptos básicos, predicción de tiempo y límites de confianza en la estimación de la varianza a partir de un conjunto finito de datos, además de límites de confianza de las medidas en el dominio frecuencial. La traducción entre medidas realizadas entre dominio frecuencial y temporal y ejemplos sobre como calcular fluctuaciones de frecuencia en dominio temporal forman parte de esta normativa.

Esta norma ha sido utilizada para determinar la estabilidad y deriva del cristal principal que genera la base de tiempo del sistema de registro y almacenamiento de datos. Tanto el procedimiento del test para medir la estabilidad y deriva del cristal en dominio temporal y frecuencial como las expresiones definidas por esta normativa han servido para caracterizar el generador de la base de tiempo (cristal TCXO) del sistema.

4.2.5- IEEE Std 1193- IEEE Guide of Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators

Los generadores de frecuencia incluyen relojes atómicos además de cristales de precisión. Los osciladores, amplificadores, filtros y otros equipos electrónicos activos y pasivos están excluidos de esta normativa.

Esta normativa aborda la caracterización de los generadores de frecuencia (cristales). Para ello, se facilitan pruebas para obtener coeficientes puros para diversos ambientes. Además proporciona una guía dentro de un marco conceptual y no una prescripción de procedimientos a ser seguida. La norma hace hincapié en una metodología y práctica apropiada y previene de obstáculos habituales. Este estándar también tiene en cuenta los costes, los recursos potenciales requeridos y su minimización en los tests de medida. No pretende ser un documento de especificaciones, sino un recurso para definirlos.

La norma se centra en describir la naturaleza de los efectos ambientales además de los métodos de test para evaluar, cuantificar e informar (en forma de especificación) la sensibilidad de la frecuencia de los cristales bajo influencias como, campo magnético, presión atmosférica, humedad, choque, vibración, aceleración, temperatura, radiación ionizada y funcionamiento intermitente. Su ayuda principal es generar especificaciones y verificar prestaciones a través de tests de medidas. Además, esta normativa pretende asegurar coherencia y repetibilidad en las medidas de sensibilidad de la frecuencia bajo influencias ambientales, y la portabilidad de los resultados de un generador en particular a otros sectores dentro del marco de medida de frecuencia y tiempo.

Esta normativa ha sido utilizada como guía para calcular la estabilidad de la base de tiempo en condiciones de temperatura y humedad de trabajo del sismómetro de fondo marino. Se han utilizado los métodos de test y las expresiones principales para calcular la deriva de la frecuencia debido al cambio de temperatura y humedad ambiental.

4.3- Parámetros a caracterizar

Existen muchos parámetros definidos en las normas internacionales agrupadas en los apartados anteriores, relacionados con las prestaciones de sistemas de adquisición de datos. Sin embargo, no es necesario realizar todos los tests de caracterización definidos en las normas para saber las prestaciones del sistema. En este caso, se han elegido diversos parámetros que limitan el rendimiento del sistema en adquisición de la señal en sísmica activa. En este apartado se definen los parámetros seleccionados para caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos. Estos parámetros han sido especialmente seleccionados según la naturaleza de la aplicación final: detección y almacenamiento de la señal sísmica de bajo nivel.

- a) **Ruido total:** El ruido es un término ambiguo cuando se utiliza sin especificar su origen (ruido aleatorio, ruido de cuantización). El ruido total es cualquier desviación entre la señal de salida (convertida a unidades de la señal de entrada) y la señal de entrada, excepto los errores causados por la respuesta de un sistema lineal e invariante en el tiempo (error de ganancia o de fase), o error de offset. El ruido total incluye los efectos de ruido aleatorio, errores fijos y error aleatorio del clock del convertidor (jitter). Ejemplos notables de estos efectos y desviaciones definidos en la normativa incluyen el error de cuantización.

El ruido total del sistema de adquisición bajo estudio, determina el número efectivo de bits (ENOB), la relación señal-ruido y el margen dinámico, siendo todos parámetros que definen la calidad de los datos a adquirir en sísmica activa.

La norma IEEE Std-1241 incluye los errores del sistema provocados por la periodicidad de la señal de entrada (distorsión armónica) en el ruido total, mientras en la norma IEEE Std-1057, estos efectos no están incluidos. En nuestro caso, ya que la señal de entrada no es totalmente periódica, no se ha considerado la distorsión armónica como parte del ruido total del sistema.

Existen diversos parámetros que son calculados a partir de la obtención del ruido total del sistema. El rango dinámico (DR), relación señal-ruido (SNR) y número efectivo de bits (ENOB) son parámetros importantes a la hora de conocer las características del sistema de adquisición y que son calculados a partir de la caracterización del ruido total.

- b) Ruido aleatorio:** El ruido aleatorio es la variación no-determinística de la señal de salida que viene definida por las propiedades estadísticas de su amplitud y su espectro frecuencial. En la norma IEEE Std-1057, se considera el ruido aleatorio como ruido blanco, su función de densidad espectral es estacionaria, tiene propiedades aditivas y es independiente de la señal de entrada.

El ruido aleatorio cuantifica el nivel de ruido de la electrónica asociada al sistema de registro y almacenamiento de datos presente como parte de la señal de entrada sin tener en cuenta los errores del convertidor analógico-digital. Por tanto, este parámetro también viene a calificar el diseño PCB del módulo de conversión ADC y su conexionado con otros módulos.

- c) Distorsión armónica total (THD):** Para una señal sinusoidal pura, la distorsión armónica está relacionado con los componentes de salida en frecuencias que son múltiplos de la frecuencia de la señal de entrada aplicada. Generalmente las amplitudes de los armónicos son dadas en decibelios (dB) en relación con la amplitud de la señal de entrada. La distorsión armónica total es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los componentes armónicos incluyendo los alias. Los componentes espurios son señales que aparecen en frecuencias diferentes a los de armónicos. Normalmente sus amplitudes vienen dadas en decibelios (dB) en relación con el fondo de escala. La distorsión armónica y algunos componentes espurios dependen de la amplitud y frecuencia de la señal sinusoidal aplicada. La amplitud y frecuencia en los que se realiza la medida debe ser especificada.
- d) Relación señal-ruido (SNR):** La relación señal-ruido es la relación entre el valor eficaz de la señal sinusoidal de entrada y el valor eficaz del ruido total del sistema. Este parámetro depende de la frecuencia y amplitud de la señal de entrada. La amplitud y frecuencia en la cual se realiza la medida del parámetro debe ser especificada.

En el caso de caracterización de convertidores ADC, la norma IEEE Std-1241 indica que se debe tener en cuenta la distorsión armónica como parte del ruido total del sistema y la nomenclatura del parámetro calculado cambia a relación señal-ruido y distorsión (SINAD). En el sistema de registro y almacenamiento diseñado, la señal generada por el cañón de aire comprimido no es totalmente periódica por lo que no se considera la distorsión armónica como parte del ruido.

- e) **Rango Dinámico:** El rango dinámico del sistema de registro y almacenamiento de datos es un caso particular de la relación señal-ruido para una amplitud máxima de entrada. El rango dinámico indica la relación entre el nivel más grande que se puede aplicar al sistema y el ruido total presente en el ancho de banda del mismo (Halamek *et al.* 2001). En este caso la frecuencia en la cual se realiza la medida del parámetro debe ser especificada.
- f) **Crosstalk (diafonía):** En sistemas de registro y almacenamiento de datos con varios canales de adquisición, la señal en un canal puede provocar espurios en otros canales. Crosstalk es la relación entre la señal inducida en un canal y la señal común aplicada al resto de los canales. Este parámetro indica el aislamiento de un canal de adquisición de los otros. Las interferencias electromagnéticas (EMI) contribuyen al acoplamiento de señal entre canales y por tanto este parámetro viene a calificar el diseño PCB realizado frente emisiones electromagnéticas dentro del módulo de conversión ADC.
- g) **Error aleatorio (jitter) de la base de tiempo:** El error aleatorio de la base de tiempo es la desviación estándar de los instantes de tiempo en el muestreo de la señal de entrada. Los instantes de muestreo de la señal vienen dados por el clock de los convertidores ADC. Por tanto, la caracterización de este parámetro cuantifica el error aleatorio de esta señal (Da Dalt *et al.* 2002, Souders *et al.* 1990). El error aleatorio de la base de tiempo produce un error en la amplitud de la señal cuya magnitud es el error en el tiempo multiplicado por la pendiente de la señal registrada en ese instante de tiempo.

La caracterización del jitter del clock del convertidor ADC, supone la obtención del error fijo de la base de tiempo. Este parámetro representa los errores no aleatorios en los instantes del muestreo que pueden ser fijos respecto los datos adquiridos o correlados con un evento que ha sido detectado por el proceso de muestreo. Ejemplos de eventos correlados son sub-armónicos de la fundamental de la señal de muestreo, acoplamiento de los componentes lógicos dentro de la electrónica, no-linealidades de los circuitos e interferencias por fuentes externas. Este error también produce un error aparente de amplitud cuyo valor viene dado por el error en el tiempo multiplicado por la pendiente de la señal en este instante.

- h) **Estabilidad y deriva de la frecuencia del cristal con la variación de temperatura:** Existen diversos parámetros que influyen en la frecuencia de salida del cristal principal. La variación de la temperatura de ambiente del cristal compensado es el factor más influyente en las derivas de la frecuencia de salida del componente (Karlquist *et al.* 2000). En general, el efecto de la frecuencia del cristal con la temperatura sigue una función no-lineal y compleja. Esta complejidad y no-linealidad hace que el modelado completo de la frecuencia con los parámetros ambientales no sea posible. Sin embargo, para operaciones a largo plazo (sísmica activa), es importante medir y comprender como varía la frecuencia de salida de un cristal concreto con la temperatura. Según la normativa IEEE Std-1193, la estabilidad de la frecuencia es un parámetro sin

unidades y se define como la relación entre la desviación máxima de la frecuencia debido a la variación de temperatura y la frecuencia nominal del cristal.

4.4- Tests de caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos

Una vez definidos los principales parámetros que caracterizan el sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado y construido, es necesario disponer de herramientas de caracterización basados en las normativas mencionadas para calcular estos parámetros (Linnenbrink *et al.* 2001, Arpaia *et al.* 1998, Kollar *et al.* 2000). Para ello, se han diseñado varios programas basados en el lenguaje de programación LabVIEW 7.1 para los diferentes tests especificados en las normas. Estos programas pretenden automatizar al máximo posible el proceso de caracterización además de minimizar los efectos del ruido acoplado al sistema desde exterior con el objetivo de obtener resultados reales.

En general se han diseñado los siguientes programas para la caracterización de los parámetros comentados anteriormente:

- 1) DFT (Discrete Fourier Transform) test
- 2) Random Noise test
- 3) Crosstalk test
- 4) Jitter test
- 5) Time base stability test

Este apartado de la memoria está dedicado al funcionamiento detallado de los procedimientos de test seguidos para caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos, así como el funcionamiento de los programas diseñados para automatizar el cálculo de estos parámetros. Las expresiones utilizadas para calcular cada parámetro vienen dadas en esta sección además del sistema de test utilizado en los diferentes tests para caracterizar los diferentes parámetros.

Todas las versiones del sistema de adquisición (capítulo 3) han sido caracterizadas mediante estas herramientas, permitiendo determinar sus prestaciones y por tanto tomar las decisiones necesarias para mejorar sus características. El diseño de estas herramientas de test ha sido fundamental para obtener un sistema de registro y almacenamiento de datos con prestaciones óptimas para la adquisición de la señal sísmica.

4.4.1- Sistema de test en el laboratorio

La disposición de los instrumentos en el laboratorio a la hora de realizar los tests de caracterización constituye un factor importante a la hora de caracterizar sistemas de adquisición de alta resolución. Con el fin de obtener resultados reales y fiables, se ha minimizado el efecto de los fenómenos no deseados (ruido) acoplado. La figura 4.1 muestra el sistema de test en el laboratorio para los siguientes tests de caracterización:

- 1) DFT (Discrete Fourier Transform) test
- 2) Random Noise test
- 3) Crosstalk test
- 4) Jitter test

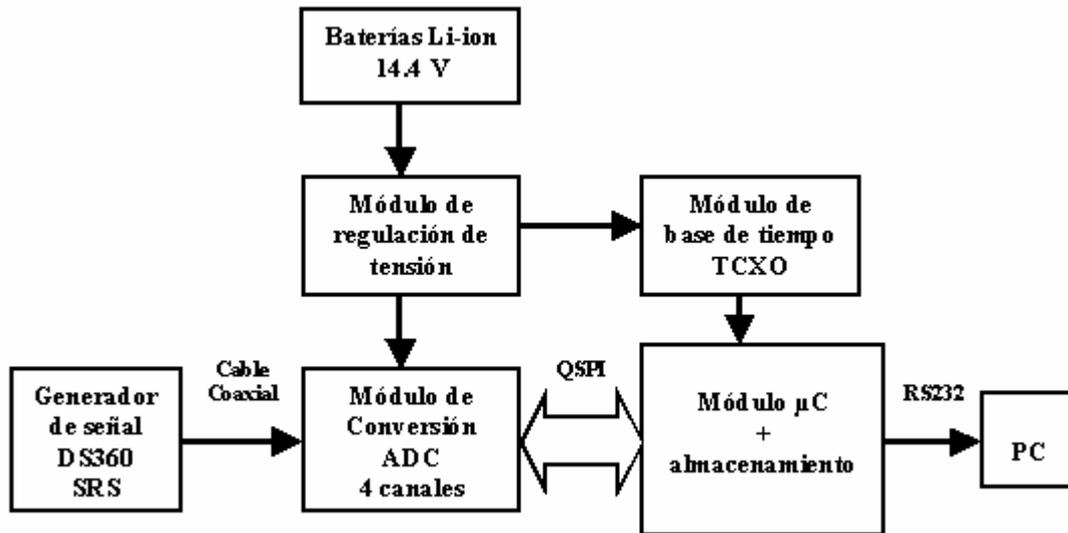


Figura 4.1: Disposición de los instrumentos en el laboratorio

En la mayoría de pruebas anteriores, los procedimientos de test se basan en la aplicación de una señal sinusoidal de amplitud y frecuencia conocida a la entrada del sistema, adquisición de un número conocido de muestras y cálculo de los parámetros deseados. En el caso de *Random Noise test*, el sistema de test es similar al de la figura 4.1, pero no se aplica ninguna señal a la entrada del sistema.

Para disminuir el ruido acoplado al sistema bajo test desde la entrada, se ha empleado un generador de señal de bajo ruido y distorsión. El generador *DS360* de *Stanford Research Systems* presenta una distorsión armónica total (THD) de -110 dB para un ancho de banda por debajo de 5 KHz, y un ruido menor que $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ para una señal de entrada de 12 mVpp. Estas características lo hacen óptimo para la caracterización de sistemas de adquisición de alta resolución. El uso de baterías como la alimentación de todo el sistema durante los tests realizados minimiza el ruido acoplado por la fuente de alimentación. Además, el cable coaxial utilizado disminuye las interferencias electromagnéticas acopladas al sistema desde la entrada.

4.4.2- Conceptos básicos de los convertidores ADC

Antes de explicar los procedimientos de tests y las herramientas diseñadas para caracterizar el sistema, es preciso conocer algunos conceptos básicos de los convertidores analógico-digitales. Para reconstruir los datos registrados en una prueba, es necesario conocer la función de transferencia del convertidor ADC. Además, el proceso de adquisición presenta efectos no deseados (Renders *et al.* 1984; Zhang *et al.* 2001; Carbone *et al.* 2001) que afectan de forma significativa los resultados de los tests.

4.4.2.1- Función de transferencia de los convertidores ADC

El estándar IEEE Std-1241 contempla que la relación entre la señal de entrada y los valores de salida de un ADC se aproxima a una curva de tipo escalera como se muestra en la figura 4.2. Aplicando este modelo a una tensión de entrada, la tensión de fondo de escala (FS) del ADC, se divide en unos intervalos uniformes conocidos como códigos bins de anchura Q .

$$Q = \frac{FS}{2^N} \quad (4.1)$$

Donde N es el número de bits del convertidor y 2^N es el número total de códigos de salida. El valor de FS del ADC viene dado por la expresión:

$$FS = V_{\max} - V_{\min} \quad (4.2)$$

Donde V_{\max} y V_{\min} son las tensiones máxima y mínima que se pueden aplicar a la entrada sin provocar saturación.

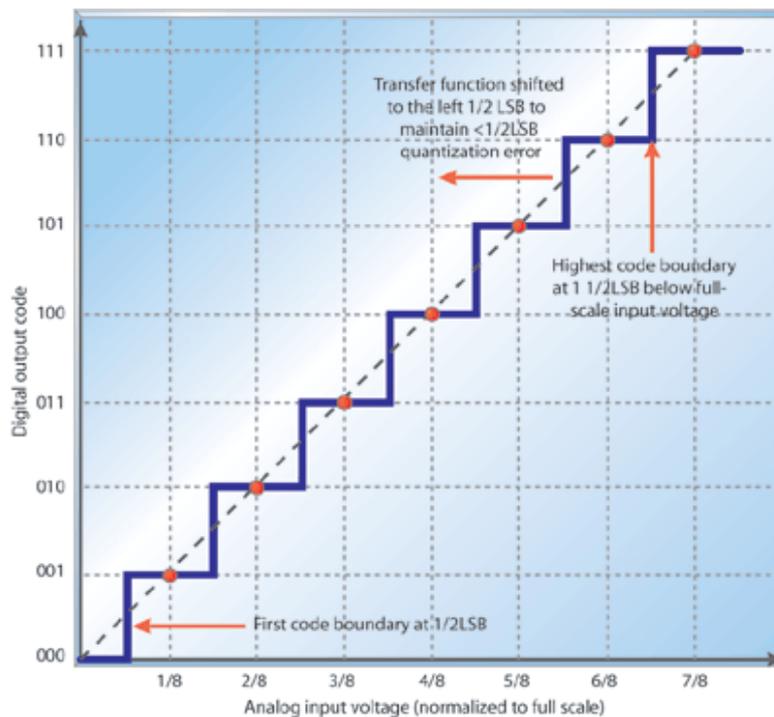


Figura 4.2: Relación entrada/salida de un convertidor ADC

Los niveles de transición de los códigos binarios $T[k]$ son los valores de entrada del convertidor en los puntos de transición entre dos códigos adyacentes, donde se toma el punto de transición como el valor de entrada correspondiente al punto medio de Q .

La función de transferencia de cada ADC define a que tipo pertenece y determina el valor del primer nivel de transición $T[1]$. A continuación se resume el valor del primer nivel de transición de los diferentes tipos de funciones de transferencia de ADCs (IEEE Std-1241):

a) Bipolar sin cero:

$$T[1] = -FS + Q \quad (4.3)$$

b) No-estándar:

$$T[1] = -V_{\min} + \frac{Q}{2} \quad (4.4)$$

c) Unipolar:

$$T[1] = \frac{Q}{2} \quad (4.5)$$

d) Bipolar con cero real:

$$T[1] = -FS + \frac{Q}{2} \quad (4.6)$$

Donde FS es la tensión de fondo de escala. Para conocer la función de transferencia del convertidor bajo test hacemos referencia a la tabla de relación entrada/salida proporcionada por el fabricante:

Modulator Input Signal	CS5376 Filter Output Code	
	HEX	Decimal
> + (VREF + 5%)	Error Flag Possible	
≈ + (VREF + 5%)	64CCCC	+6606028
+VREF	5FFFFFF	+6291455
0V	000000	0
-VREF	A00001	-6291455
≈ - (VREF + 5%)	9B3334	-6606028
> - (VREF + 5%)	Error Flag Possible	

Tabla 4.1: Relación Entrada/Salida del convertidor CS5372

Los datos de la tabla 4.1 indican que la función de transferencia del ADC CS5372 es de tipo *Bipolar con cero real* y la tensión correspondiente a cada muestra viene determinada por la expresión:

$$V_{muestra} = (Código * Q) + T[1] \quad (4.7)$$

De esta forma, para calcular los parámetros del módulo de conversión de datos, es necesario realizar una reconstrucción de la señal adquirida mediante las expresiones correspondientes al tipo de ADC bajo test.

4.4.2.2- Ensanchamiento espectral, muestreo coherente y enventanado

Teóricamente, una señal sinusoidal tiene concentrada toda su energía en una única frecuencia correspondiente a la frecuencia de la fundamental pero en la práctica, la DFT (Discrete Fourier Transform) de una señal sinusoidal no será cero en una banda de frecuencias próxima a la de fundamental, debido a la fuga de energía de la fundamental hacia otras frecuencias. Cuanto más pura sea la señal sinusoidal de entrada, menor será la fuga de energía hacia estas frecuencias. Estas fugas provocan un ensanchamiento espectral de la fundamental lo que hace muy difícil el cálculo de los parámetros del sistema de adquisición (Renders *et al.* 1984, Mishra *et al.* 2003, Zhang *et al.* 2001, Kollar *et al.* 2000). La figura 4.3 muestra el ensanchamiento espectral en el cálculo de DFT de una señal sinusoidal de 40 Hz.

El ensanchamiento espectral también está provocado por la discontinuidad de los datos adquiridos. Para reducir el ensanchamiento espectral, es necesario adquirir un número entero de periodos de la señal de entrada, lo que en práctica es imposible, debido a fenómenos aleatorios como ruido de cuantización del convertidor o jitter de la señal de clock del convertidor.

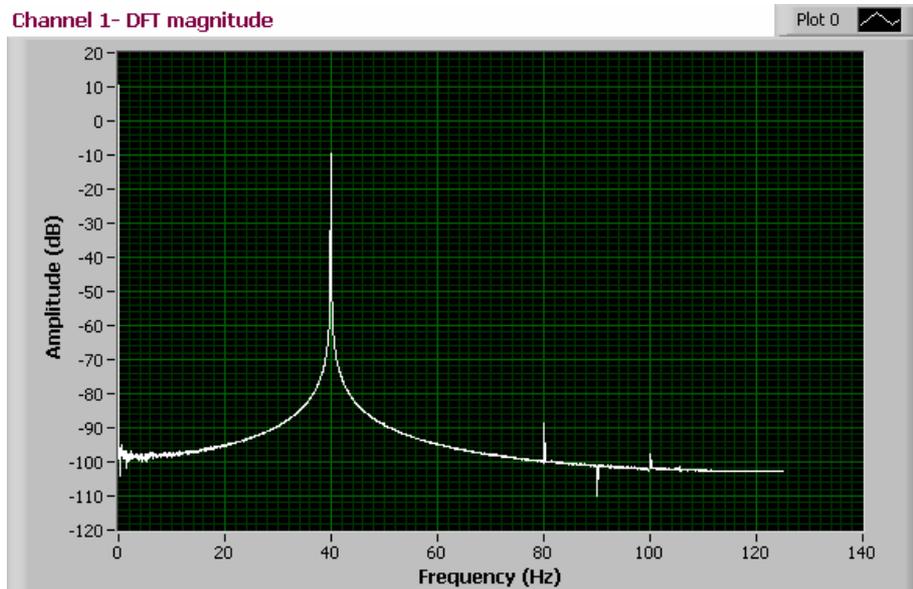


Figura 4.3: Ensanchamiento espectral de una señal sinusoidal de frecuencia 40Hz

En las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241, muchos procedimientos de test incluyen el cálculo de DFT de las muestras adquiridas, donde la expresión del DFT viene dada por la expresión:

$$X[n] = \left| \sum_{k=0}^{M-1} x[k] \exp(-j2\pi nk / M) \right| \quad (4.8)$$

Donde los X_m representan las magnitudes en el dominio frecuencial de la muestra x_i , M es el tamaño del registro en muestras y la expresión del DFT inversa viene dada por:

$$x[k] = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} X[n] \exp(+j2\pi kn / M) \quad (4.9)$$

Según las normas IEEE Std-1057 e IEEE Std-1241, para reducir al máximo el ensanchamiento espectral de la señal adquirida se tienen que cumplir las siguientes condiciones:

- Las frecuencias de las señales de entrada f_i tienen que coincidir con los DFT bins m_i de forma que:

$$f_i = \frac{m_i}{M} f_s \quad (4.10)$$

Donde M es el número total de muestras en el registro.

- Los bins DFT m_i , correspondientes a las frecuencias de la señal de entrada tienen que ser primos respecto al tamaño del registro M . Si el tiempo del registro es suficientemente grande, esta condición permite generar todos los códigos posibles por el ADC. Para ello, se debe cumplir que el factor común mayor entre los bins DFT y el tamaño del registro M sea igual a la unidad:

$$GCF(m_i, M) = 1 \quad (4.11)$$

Eligiendo el tamaño del registro M , igual a un número potencia de 2, siendo m_i un número impar asegura el cumplimiento de la condición anterior.

- Si existe ruido de fase en la señal de entrada o si la señal de clock presenta espurios, para aplicar una DFT para procesar señales de duración finita, es necesario pasar las muestras por una ventana donde su salida viene determinado por la expresión:

$$Wx[n] = \sum_{k=0}^{M-1} w[k] x[k] \exp(-j2\pi nk / M) \quad (4.12)$$

Donde $w[k]$ son los coeficientes del filtro y $x[k]$ son las muestras.

Para cumplir todas las condiciones comentadas se ha procedido de la siguiente forma:

- 1) Elegir el número total de las muestras de forma que se cumpla:

$$M = 2^n \quad (4.13)$$

Donde n es un número entero.

- 2) Elección de la frecuencia de la señal de entrada de forma que se cumpla:

$$\frac{f}{f_s} = \frac{J}{M} \quad (4.14)$$

Donde M es el número total de muestras, f es la frecuencia de la señal de entrada, f_s es la frecuencia de muestreo, J es un entero impar primo a M .

Para una frecuencia de la señal de entrada determinada f , y conocidos el tamaño del registro M y la frecuencia de muestreo f_s , se calcula el valor de del entero impar J . Sabiendo el valor de J , se calcula la frecuencia de la señal de entrada. Si se cumple esta relación entre la frecuencia de la señal sinusoidal, frecuencia de muestreo y el número total de muestras en el registro, la adquisición se denomina muestreo coherente.

- 3) Aplicación de una ventana digital para minimizar los efectos del ensanchamiento espectral debido a la discontinuidad de la señal adquirida. Se han probado las siguientes ventanas: Hanning, Hamming, Blackman-Harris, Exact Blackman, Blackman, flat top, Low sidelobe, y la ventana *Hanning* ha presentado un menor ensanchamiento espectral para una señal sinusoidal de entrada, por lo que se ha utilizado esta ventana en el cálculo de DFT de las muestras adquiridas en todos los tests desarrollados (Solomon *et al.* 1992, Carbone *et al.* 2001, Kollar *et al.* 2000).

La figura 4.4 muestra el resultado en el cumplimiento de las condiciones expuestas arriba a la hora de calcular la DFT de la misma señal que en la figura 4.3.

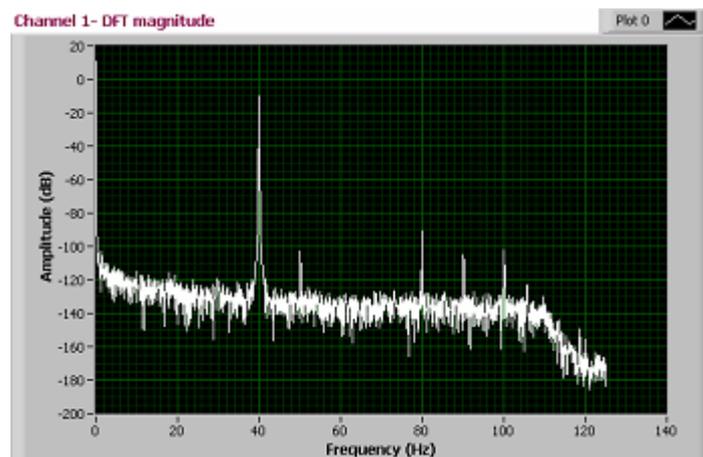


Figura 4.4: Reducción del ensanchamiento espectral para una señal de entrada de frecuencia 40Hz

4.4.3- DFT (Discrete Fourier Transform) test

El cálculo de los parámetros de interés del sistema de registro y almacenamiento de datos está basado en un análisis frecuencial de los datos adquiridos en un cierto test, referido en las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241 como *DFT Test* (Berthoumieu *et al.* 1997, Kollar *et al.* 2000, Arpaia *et al.* 1998) . Como se ha comentado anteriormente, este programa está basado en el lenguaje de programación gráfica LabVIEW 7.1.

El procedimiento de test se basa en aplicar una señal sinusoidal de amplitud y frecuencia conocida a la entrada del sistema de adquisición, realizar un registro de un número conocido de muestras, calcular la DFT de los datos y a partir de su representación, calcular los parámetros según las expresiones correspondientes indicadas en las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241 (Kollar *et al.* 2000, Linnenbrink *et al.* 2001, Guiaquinto *et al.* 1997). De esta forma, el procedimiento de este test para calcular los parámetros del sistema consta de los siguientes pasos:

- 1) Aplicar a la entrada del sistema una señal sinusoidal de amplitud y frecuencia conocida. Para reducir el ensanchamiento espectral de la fundamental, se debe calcular la frecuencia de señal de entrada mediante el método explicado en el apartado 4.4.2.2.
- 2) Recoger un número concreto de muestras teniendo en cuenta el muestreo coherente para reducir el ensanchamiento espectral.
- 3) Transferencia de los datos a un PC a través del bus RS232.
- 4) Cálculo de la DFT de los datos registrados mediante la expresión (4.8).
- 5) Cálculo de los parámetros de interés según las expresiones indicadas en las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241.

La lista completa de los parámetros que se calculan en la realización del DFT test es la siguiente:

- Fundamental frequency (Hz): frecuencia de la señal de entrada.
- Fundamental Level (dB): nivel de la señal de entrada en Decibelios.
- THD (harmonics+noise) (dB): Distorsión Harmónica Total en Decibelios debido al ruido y distorsión.
- THD (harmonics+noise) (%): Distorsión Harmónica Total en % de la señal de entrada debido al ruido y distorsión.
- THD (dB): Distorsión Harmónica Total debido al ruido en Decibelios.
- THD (%): Distorsión Harmónica Total debido al ruido en % de la señal de entrada.
- SINAD (dB): Relación señal-ruido debido al ruido y distorsión en Decibelios.
- RMS (harmonics+noise) (dB): valor RMS del ruido y distorsión en Decibelios.
- RMS signal (dB): valor RMS de la señal de entrada en Decibelios.

- ENOB (harmonics+noise) (bits): Número efectivo de bits (ENOB) debido al ruido y distorsión.
- Total Noise (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$): Ruido total del sistema en un ancho de banda de 1 Hz.
- RMS noise (V): Valor RMS de ruido en Voltios distribuido en el ancho de banda del sistema.
- RMS noise (dB): Valor RMS de ruido en Decibelios distribuido en el ancho de banda del sistema.
- SNR (dB): Relación señal-ruido
- ENOB (noise) (bits): Número efectivo de bits (ENOB) debido al ruido
- Dynamic range (dB): Rango dinámico
- Nominal noise floor (dBFS): Ruido de fondo nominal respecto el fondo de escala.

El funcionamiento del software implementado para el cálculo de los parámetros se basa en la selección de tres funciones independientes (Anexo 1):

- 1) **Save data file:** Eligiendo esta opción, el programa configura el puerto serie del PC para recibir datos vía este puerto y los almacena en un fichero ASCII. Para poder comprobar el correcto funcionamiento de todo el sistema, se realiza una visualización de los datos convirtiéndolos a tensión mediante la expresión (4.7). Existe la posibilidad de sobrescribir un fichero o añadir los datos a un fichero existente y el número de canales de conversión habilitados es configurable por el usuario. Esta opción del programa de caracterización implementa el paso 3 del procedimiento de test (apartado 4.4.3).

Para poder recibir y guardar los datos registrados por el módulo de conversión ADC, se debe configurar el sistema de adquisición para adquirir un número determinado de muestras. El software de adquisición está desarrollado en el lenguaje de programación C y anteriormente se carga al módulo microcontrolador a través de la consola *crosscut.exe*. Mediante este programa es posible configurar:

- a) frecuencia de muestreo
 - b) número de canales habilitados
 - c) número de muestras a adquirir
- 2) **DFT Analysis:** seleccionando opción se abre el fichero de datos deseado anteriormente guardado por la opción *save data file* y se calcula la DFT de los datos mostrando los parámetros en tablas separadas para cada canal. Además el resultado del cálculo de DFT de cada canal se representa en gráficas separadas. Para reducir el ensanchamiento espectral, se aplica una ventana digital, cuyo tipo es configurable por el usuario. En los resultados de los tests realizados, el tipo de ventana digital es Hanning ya que es más apropiado para el estudio de las señales sísmicas. El usuario debe indicar los puntos a eliminar para la fundamental y los armónicos para el cálculo de ruido de fondo y el ruido total de la placa. Se ha tenido que eliminar las interferencias correspondientes a la frecuencia de red eléctrica (50 Hz) sus correspondientes armónicos que aparecen en el ancho de banda del sistema, a través del

generador de señal. El usuario se encarga de indicar los puntos a eliminar en cada representación de frecuencia de la red eléctrica. Si la amplitud de la señal de entrada es pequeña, es necesario que el usuario indique su frecuencia para que el cálculo de los parámetros se realice correctamente. Esta opción del programa implementa los pasos 4 y 5 del procedimiento de test anteriormente comentado (apartado 4.4.3).

- 3) **Save Front Panel Image:** La selección de esta opción guarda en un fichero, una imagen del panel frontal del software donde se representan las gráficas correspondientes al análisis frecuencial (DFT) para cada canal junto con los resultados del cálculo de los parámetros de interés. El tipo de fichero de imagen es configurable por el usuario.

4.4.4- Cálculo de parámetros en el DFT test

En este apartado se concretan las expresiones que se han utilizado para el cálculo de los parámetros listados en 4.4.3. Con el objetivo de obtener resultados reales y fiables, es preciso reducir el ensanchamiento espectral de la fundamental debido a adquisición finita de la señal. Así, el cálculo de algunos parámetros requiere el ajuste previo del programa en el procesado de la señal adquirida en el dominio frecuencial.

- 1) **THD (harmonics+noise):** Los errores dinámicos y las no-linealidades del circuito contribuyen a la distorsión armónica total (THD) (Bellan *et al.* 1998) cuando el sistema muestrea una señal periódica. En sismica activa, se puede considerar la señal generada por el cañón de aire comprimido como una señal periódica con un factor de amortiguamiento elevado por lo que en el análisis espectral de la señal registrada pueden aparecer armónicos, aunque el reducido ancho de banda del sistema determinado por 40% de la frecuencia de muestreo disminuye esta posibilidad. Para el cálculo de este parámetro, como su nombre indica, se han tenido en cuenta tanto los armónicos como el ruido como elementos no deseados. Por tanto, excepto la señal fundamental, el resto de los componentes binarios en la representación de la DFT, se han considerado como armónicos. Se puede expresar este parámetro en dB o en % respecto la señal de entrada. En este caso, THD(harmonics+noise) viene definido por las expresiones (IEEE Std-1057):

$$THD(harmonics + noise)(dB) = 20 \log \left(\frac{S_{rms}}{A_{rms}} \right) (dB) \quad (4.15)$$

$$THD(harmonics + noise)(\%) = \frac{S_{rms}}{A_{rms}} * 100(\%) \quad (4.16)$$

Donde S_{rms} es el valor RMS de los componentes bins de DFT incluyendo el ruido y los armónicos (IEEE Std-1057):

$$S_{rms} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{NNPG} \left(\sum_h |X_h|^2 + \sum_n |X_n|^2 \right)} \quad (4.17)$$

X_h indica los componentes de DFT correspondientes a los armónicos mientras X_n son los componentes DFT del ruido. M es el número de muestras en el registro.

$NNPG$ (Normalized Noise Power Gain) es la ganancia normalizada del filtro (ventana) utilizado para reducir el ensanchamiento espectral. Este parámetro determina como la ventana modifica el nivel de los componentes de ruido de la DFT y el valor RMS de la señal de entrada. Viene dado por la expresión (IEEE Std-1057):

$$NNPG = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} w_i^2 \quad (4.18)$$

donde w_i representan los coeficientes de la ventana utilizada y M es el número de muestras en el registro.

En (4.15) A_{rms} representa el valor RMS de la señal sinusoidal de entrada. Este valor está calculado a partir de los datos de la DFT para poder utilizar diferentes tipos de señales de entrada (IEEE Std-1057):

$$A_{rms} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{NNPG} \sum_f |X_f|^2} \quad (4.19)$$

X_f indica los componentes del DFT correspondientes a la fundamental y M es el número de componentes DFT correspondientes a la fundamental. Para calcular el valor RMS de la señal, el usuario debe indicar el nivel de señal donde el pico de la fundamental se ensancha.

- 2) **THD:** En general, la distorsión armónica total (THD) está relacionado solamente con los armónicos producidos por la periodicidad de la señal de entrada debido a la no-linealidades del sistema bajo estudio (Bellan *et al.* 1998). Para caracterizar las no-linealidades del sistema y su comportamiento frente los armónicos se han incluido las expresiones para el cálculo de este parámetro en el programa de caracterización. Estas expresiones son similares a las del parámetro *THD (harmonics+noise)* teniendo en cuenta solamente los componentes armónicos en el cálculo de S_{rms} . En este caso (IEEE Std-1241):

$$S_{rms} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{NNPG} \sum_h |X_h|^2} \quad (4.20)$$

Donde M es el número de los componentes DFT correspondientes a los armónicos.

- 3) **SINAD (dB)**: normalmente este parámetro se utiliza en la caracterización de convertidores ADC, aunque es posible aplicar el mismo concepto en sistemas de registro y almacenamiento de datos. Define la relación entre la señal de entrada y el ruido junto con los armónicos. Para calcular el valor de *SINAD* se debe eliminar la componente continua de la señal. *SINAD* viene dado por la expresión (IEEE Std-1241):

$$SINAD(dB) = 20 \log \left(\frac{A_{rms}}{S_{rms}} \right) (dB) \quad (4.21)$$

Donde A_{rms} representa el valor RMS de la señal de entrada cuya expresión viene dada por la ecuación (4.19). S_{rms} es el valor RMS de los componentes DFT correspondientes a los armónicos y ruido, determinado por la expresión (4.17).

- 4) **ENOB (harmonics+noise)**: El número efectivo de bits es un parámetro muy importante en los sistemas de registro y almacenamiento de datos. Este parámetro representa la resolución real del sistema teniendo en cuenta los armónicos y el ruido como los elementos no deseados (Alegria *et al.* 2005). El valor de *ENOB(harmonics+noise)* viene dado por la expresión (IEEE Std-1057):

$$ENOB(harmonics + noise) = \log_2 \left(\frac{FS}{S_{rms} \sqrt{12}} \right) \quad (4.22)$$

Donde FS indica el valor del fondo de escala del sistema que en este caso es 5 Vpp. S_{rms} es el valor RMS de los componentes del DFT correspondientes al ruido y los armónicos. La expresión (4.17) define el valor del S_{rms} .

El factor $\sqrt{12}$ viene de la expresión del valor RMS del error de cuantización ideal (IEEE Std-1057):

$$\text{Valor RMS del error de cuantización ideal} = \frac{Q}{\sqrt{12}} \quad (4.23)$$

Para una señal sinusoidal con una amplitud grande, el error de cuantización está uniformemente distribuido sobre la anchura del código Q . La desviación estándar de una distribución uniforme con anchura Q se calcula como $Q/\sqrt{12}$.

- 5) **ENOB (noise)**: Ya que la señal de entrada al sistema no es completamente periódica, el número efectivo de bits (ENOB) debido solamente al ruido y probablemente es el parámetro que mejor define las prestaciones del sistema (Alegria *et al.* 2005). Este parámetro define la resolución real del sistema teniendo en cuenta el ruido como elemento no deseado. En este caso, se puede aplicar la expresión (4.22) para calcular este parámetro aunque el valor de S_{rms}

viene dado por el valor RMS de los componentes del DFT correspondientes al ruido (IEEE Std-1057):

$$S_{rms} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{NNPG} \sum_n |X_n|^2} \quad (4.24)$$

Donde M representa el número de los componentes DFT correspondientes al ruido.

- 6) **Total Noise (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$):** El nivel de ruido total del sistema viene dado por la contribución de los bins DFT correspondientes al ruido normalizado en un ancho de banda de 1 Hz. La expresión del ruido total es la siguiente:

$$Total\ Noise(dB/\sqrt{Hz}) = 20 \log \left(\frac{\sqrt{\sum_n |X_n|^2}}{NNPG \sqrt{\Delta f \cdot ENBW}} \right) \quad (4.25)$$

Donde $NNPG$ es la ganancia de la ventana utilizada para reducir el ensanchamiento espectral cuya expresión viene dada por (4.18). $ENBW$ es el ancho de banda equivalente de ruido de la ventana y su valor viene dado por la expresión (IEEE Std-1241):

$$ENBW = \frac{M \sum_{k=0}^{M-1} w^2[k]}{\left(\sum_{k=0}^{M-1} w[k] \right)^2} \quad (4.26)$$

Donde k es el índice de los coeficientes de la ventana y $w[k]$ son los coeficientes de la ventana. Δf es la resolución del DFT representado.

Para obtener el valor real del ruido a partir de la representación del DFT, se debe eliminar tanto los bins correspondientes a la componente continua (DC), a la fundamental y las interferencias correspondientes a la señal de la red eléctrica (50 Hz) y sus armónicos que caen dentro de ancho de banda del sistema. Para ello, el usuario debe indicar el número de puntos a eliminar en el espectro DFT, ya que este valor depende de la anchura del pico en la frecuencia de la señal de entrada y sus respectivos armónicos. De esta forma, debe ajustarse este parámetro antes de obtener el resultado final del ruido total. Se ha detectado que los instrumentos conectados al sistema de adquisición (fuentes de alimentación, generador de señal, etc.) tienen fugas de la señal de la red eléctrica hacia el sistema y por esta razón se ha tenido que eliminar los bins DFT correspondientes a la frecuencia 50 Hz y sus respectivos armónicos dentro de la banda de trabajo. El usuario también debe indicar el número de puntos a eliminar en estas frecuencias y ajustar cuidadosamente este parámetro. Para

que el cálculo de ruido sea lo más real posible, se han rellenado los bins DFT eliminados para cada pico por el último valor de ruido antes del bin DFT a eliminar. Para poder realizar pruebas a amplitudes pequeñas, el usuario debe indicar la frecuencia de la señal de entrada para que se efectúen correctamente los ajustes previos antes del cálculo de ruido.

- 7) **RMS noise:** Este parámetro determina el valor RMS del ruido de fondo distribuido en todo el ancho de banda de trabajo. Como se ha comentado anteriormente, el ancho de banda viene definido por 40% de la frecuencia de muestreo configurado por el usuario. El cálculo del valor RMS del ruido viene dado por la expresión (4.24). El usuario debe realizar los ajustes correspondientes a la eliminación de la componente continua, fundamental y las interferencias de la red eléctrica en 50 Hz y sus armónicos. El valor de este parámetro viene dado en Voltios (V) y Decibelios (dB).

- 7) **Relación señal-ruido (dB):** La relación señal-ruido está definido como la relación entre el valor RMS de la señal y el valor RMS del ruido (IEEE Std-1057):

$$SNR(dB) = 20\log\left(\frac{A_{rms}}{S_{rms}}\right)(dB) \quad (4.27)$$

donde los valores de A_{rms} y S_{rms} vienen dados por las expresiones (4.19) y (4.24) respectivamente. Para calcular el valor de RMS de la señal, el usuario debe indicar el nivel de señal donde el pico de la fundamental se ensancha. Por tanto, este parámetro indica el límite inferior de la relación señal-ruido. Para calcular el valor RMS del ruido, se debe eliminar los componentes bins correspondientes al nivel de continua, fundamental y la señal de la red eléctrica junto con sus armónicos.

- 8) **Rango dinámico (dB):** El rango dinámico del sistema indica la relación entre la amplitud más alta que el sistema puede admitir en su entrada sin que exista saturación y el ruido del sistema. El rango dinámico es un caso particular de la relación señal-ruido para una entrada correspondiente al fondo de escala (FS) (Halamek *et al.* 2001). La expresión del rango dinámico es la siguiente:

$$DR(dB) = 20\log\left(\frac{FS_{rms}}{S_{rms}}\right)(dB) \quad (4.28)$$

S_{rms} viene dado por la expresión (4.24).

- 6) **Nominal noise Floor (dBFS):** El ruido de fondo en la representación de la DFT muestra el ruido nominal del convertidor ADC distribuido en todo el ancho de banda del sistema. Este parámetro está definido como el ruido de fondo del convertidor respecto la amplitud del fondo de escala suponiendo que este corresponde a 0 dB. En este caso, el ancho de banda del sistema está definido como 40% de la frecuencia de muestreo configurado por el usuario. Hay que recordar que hay cuatro frecuencias de muestreo definidos para el sistema: 125

Hz, 250 Hz, 500 Hz y 1000 Hz. La expresión (4.29) (IEEE Std-1241) calcula su valor que se expresa en dBFS (dB respecto el fondo de escala).

$$NoiseFloor(dBFS) = 6.02N + 1.76 + \left(\frac{M}{2 \cdot ENBW} \right) \quad (4.29)$$

Donde M es la longitud de la ventana en muestras, N es el número de bits del convertidor y $ENBW$ es el ancho de banda equivalente de ruido de la ventana aplicada y viene dado por la expresión (4.26).

4.4.5- Random noise test

El cálculo del ruido aleatorio del sistema implementado está basado en la norma IEEE Std-1057 y viene dado por el ruido generado por los diferentes elementos utilizados en el circuito electrónico sin tener en cuenta los errores introducidos por el convertidor ADC. Para ello, se ha generado el siguiente procedimiento de test:

- 1) Conectar a referencia la entrada de todos los canales bajo test.
- 2) Recoger un número concreto de muestras.
- 3) Transferencia de datos al PC a través del bus RS232.
- 4) Repetir los pasos (2) y (3) utilizando la misma frecuencia de muestreo y el mismo número de muestras.
- 5) Restar las muestras de las dos adquisiciones, de ese modo se eliminan los errores sistemáticos que ocurren en la misma posición de los sucesivos registros.
- 6) Calcular la varianza del ruido estimada por la expresión (IEEE Std-1057):

$$\sigma^2 = \frac{1}{2M} \sum_{n=1}^M (y_{an} - y_{bn})^2 \quad (4.30)$$

Donde σ^2 es la varianza del ruido, y_{an} y y_{bn} son las muestras de las dos adquisiciones, M es el número de muestras en los registros

- 7) Calcular el valor RMS de ruido aleatorio mediante σ .

Si el resultado final del ruido aleatorio es menor que Q , el sistema de adquisición es de bajo ruido y se tiene que seguir otro procedimiento de test definido en la norma IEEE Std-1057.

Basado en la norma EA-4/16- EA Guidelines on the Expression of Uncertainty in Quantitative Testing, la expresión de la incertidumbre de la desviación estándar de ruido aleatorio viene dada por la expresión (Alegria *et al*, 2005):

$$\mu_{\hat{\sigma}_r} \approx \left(\sqrt{\frac{0.732\pi}{4M}} \sigma_r, \frac{1}{\sqrt{2M}} \sigma_r \right) \quad (4.31)$$

Ya que ENOB está en función de $\hat{\sigma}_r$, se puede determinar la incertidumbre del \widehat{ENOB} :

$$u_{\widehat{ENOB}} = \left| \frac{d\widehat{ENOB}}{d\hat{\sigma}_r} \right|_{\hat{\sigma}_r = \mu_{\hat{\sigma}_r}} \times u_{\hat{\sigma}_r} \quad (4.32)$$

Por tanto:

$$\frac{d\widehat{ENOB}}{d\hat{\sigma}_r} = \frac{-1}{\hat{\sigma}_r \cdot \ln(2)} \quad (4.33)$$

Sustituyendo (4.33) en (4.32):

$$u_{\widehat{ENOB}} = \frac{1}{\mu_{\hat{\sigma}_r} \cdot \ln(2)} \times u_{\hat{\sigma}_r} \quad (4.34)$$

Finalmente utilizando la expresión (4.31), la incertidumbre del ENOB debida al ruido aleatorio del sistema se reduce a (Alegria *et al*, 2005):

$$u_{\widehat{ENOB}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \max \left(\frac{1.094}{\sqrt{\sigma_r}}, 1.02 \right) \quad (4.35)$$

Se puede observar que la incertidumbre del valor de ENOB estimado no depende de los parámetros del ADC. Para valores grandes de ruido aleatorio, la incertidumbre del ENOB solamente depende del número de muestras en el registro.

El programa diseñado para implementar el test de ruido aleatorio dispone de tres funciones independientes (Anexo 1):

- 1) **Save data file:** como en el caso de *DFT test*, eligiendo esta opción, el programa configura el puerto serie del PC para recibir datos vía este puerto, almacenándolos en un fichero ASCII. Para poder comprobar el correcto funcionamiento de todo el sistema, se realiza una visualización de los datos convirtiéndolos a tensión mediante la expresión (4.7). Existe la posibilidad de sobrescribir un fichero o añadir los datos a un fichero existente.
- 2) **Random noise test:** seleccionando esta opción, el programa lee los datos de dos ficheros cuyas rutas son indicadas por el usuario y realiza los cálculos

correspondientes para obtener el ruido aleatorio del sistema de adquisición. Las muestras almacenadas en los ficheros de datos incluyen offsets introducidos por el modulador que se deben eliminar antes de calcular el valor del ruido aleatorio. Para ello se ha implementado un procedimiento llamado *offset.vi* que calcula el valor de offset de cada dato y lo centra para procesarlo posteriormente. *Offset.vi* implementa un filtro exponencial paso bajo cuya expresión general viene dada por:

$$y(n) = x(n) - \frac{y_{sum}(n)}{2^N} \quad (4.36)$$

Donde $x(n)$ son los datos de entrada al filtro y $y(n)$ son las salidas de forma que:

$$y_{sum}(n) = y(n) + y_{sum}(n-1) \quad (4.37)$$

El valor del offset a corregir es:

$$Offset = \frac{y_{sum}(n)}{2^N} \quad (4.38)$$

Se ha implementado un filtro de primer orden para eliminar el offset, por tanto la ecuación general del filtro se transforma en:

$$y(n) = x(n) - \frac{y(n-1)}{2^N} \quad (4.39)$$

Después de varias pruebas de ajuste, se ha tomado la constante de tiempo del filtro $N=5$.

El valor de corrección del offset es:

$$OffsetCorrection = \frac{y(n) + y(n-1)}{2^N} \quad (4.40)$$

Una vez eliminado el offset de los datos, se calcula el valor RMS del ruido aleatorio en Voltios y en LSB:

$$LSB = \frac{FSR}{2^n} \quad (4.41)$$

Donde n es el número de bits del convertidor ADC. Para saber la contribución del ruido aleatorio en la definición del número efectivo de bits, se ha realizado un cálculo del número efectivo de bits $ENOB(noise)$ basado en las expresiones (4.22) y (4.24). El usuario debe introducir las tensiones máximas y mínimas de entrada a la placa de adquisición y los bits del convertidor ADC. Un indicador luminoso muestra si cada canal del convertidor bajo test es de bajo ruido y en

este caso se debe seguir otro procedimiento de test indicado en la norma *IEEE Std-1057*.

- 3) Save Front Panel Image:** La selección de esta opción guarda en un fichero, una imagen del panel frontal del software donde se visualizan los resultados correspondientes al ruido aleatorio en V y LSB, además de los valores del número efectivo de bits *ENOB(noise)* de cada canal. El tipo de fichero de imagen es configurable por el usuario.

4.4.6- Crosstalk test

En un sistema de adquisición multi-canal, una señal de entrada puede producir espurios en otros canales a la misma frecuencia que la señal de entrada. Crosstalk es la relación entre la señal inducida en un canal y una señal común aplicada a los otros canales restantes. Para calcular la diafonía entre canales, se ha implementado un programa que sigue el procedimiento de test siguiente:

- 1) Conectar la(s) entrada(s) del canal bajo test a la referencia del circuito.
- 2) Aplicar una señal sinusoidal de amplitud (Vpp) igual a la tensión de fondo de escala determinado por los amplificadores de entrada, y una frecuencia conocida, a los canales restantes. Para mantener la igualdad en fase de todos los canales, se tiene que usar la misma fuente de señal y cables de mismo tipo y de igual longitud para todos los canales.
- 3) Recoger un número concreto de muestras teniendo en cuenta el muestreo coherente para reducir el ensanchamiento espectral.
- 4) Transferencia de datos al PC a través del bus RS232.
- 5) Calcular la DFT de las muestras recogidas anteriormente.
- 6) Calcular el Crosstalk del canal bajo test mediante la expresión (IEEE Std-1057):

$$Crosstalk(dB) = 20 \log \left(\frac{RMS(spurious)}{RMS(signal)} \right) \quad (4.42)$$

$$Crosstalk(\%) = \left(\frac{RMS(spurious)}{RMS(signal)} \right) * 100 \quad (4.43)$$

El programa que implementa este test está basado en tres funciones independientes que se describen a continuación (Anexo 1):

- 1) **Save data file:** Como los dos tests anteriores, mediante esta opción, el programa configura el puerto serie del PC conectado al sistema de adquisición para recibir datos y con la llegada de estos, los visualiza en gráficas independientes para cada canal y al mismo tiempo los guarda en fichero de datos ASCII cuya ruta debe ser indicada por el usuario. Existe la posibilidad de añadir datos a un fichero existente o sobrescribir un fichero existente.
- 2) **Crosstalk Analysis:** Al seleccionar esta opción del programa, el software abre un fichero de registro de datos cuya ruta debe ser indicada por el usuario y lee las muestras correspondientes a cada canal, calculando la DFT para cada uno por separado y visualizando el resultado en gráficas independientes. Una vez representadas los DFTs de cada canal, el procedimiento *Calc Crosstalk.vi* extrae los componentes DFT correspondientes al espurio del canal bajo test indicado por el usuario, y los componentes DFT correspondientes a la señal de entrada. Utilizando los componentes extraídos, el programa calcula el valor RMS de la señal de entrada mediante la expresión (4.19) y el espurio del canal bajo prueba utilizando (IEEE Std-1057):

$$RMS(spurious) = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{NNPG} \sum_{f_{sp}} |X_{sp}|^2} \quad (4.44)$$

Donde M representa el número de componentes DFT correspondientes al espurio.

Para acabar, el programa mediante las expresiones (4.42) y (4.43) calcula el valor de *crosstalk*. Para ajustar aun más el ensanchamiento espectral debido a la discontinuidad de la adquisición, el usuario debe indicar el nivel de señal en dB donde la señal de entrada se ensancha. Por tanto, antes de obtener el resultado final del parámetro *crosstalk*, el usuario debe ajustar algunos parámetros del programa que intervienen en el cálculo de la diafonía.

- 3) **Save Front Panel Image:** La selección de esta opción guarda en un fichero, una imagen del panel frontal del software donde se visualizan los espectros de la señal de entrada recogida y el espurio acoplado al canal bajo test. Además se visualizan los valores de *crosstalk(dB)* y *crosstalk(%)* calculados. El tipo de fichero de imagen es configurable por el usuario.

4.4.7- Error aleatorio de la base de tiempo

La norma IEEE Std-1057 contempla dos métodos de test para calcular el error aleatorio (jitter) de la base de tiempo (clock) del convertidor ADC (Souders *et al.* 1990, Jenq *et al.* 1990, Da Dalt *et al.* 2002). En este caso, se han utilizado estos dos métodos cuyos resultados serán comparados en el capítulo 5 de la tesis. Los dos métodos proporcionan un límite superior del valor de jitter en los instantes de muestreo de la señal de entrada del sistema (Waltrip *et al.* 2001). A continuación se explican los procedimientos de test de cada método además de las expresiones utilizadas para calcular el jitter del clock del convertidor.

4.4.7.1- Método 1 para el cálculo de jitter

En este método, es preciso primero determinar el valor del error fijo de la base de tiempo. Los errores fijos en el tiempo son errores no aleatorios en los instantes de muestreo. Pueden ser fijos respecto las muestras o correlados con un evento que es detectado por el proceso de muestreo. Como ejemplos de los eventos correlados se pueden destacar sub-harmónicos de la fundamental de la señal de muestreo, acoplamiento de señales en la señal de clock e interferencia desde otros módulos externos. La magnitud del error de amplitud es el jitter multiplicado por la pendiente de la señal registrada en ese instante. Para calcular el error fijo de la base de tiempo, se ha implementado un programa que sigue los siguientes pasos:

- 1) Aplicar una señal de amplitud grande a la entrada del sistema. La frecuencia de la señal debe ser elevada sin sobrepasar el ancho de banda del sistema.
- 2) Recoger un número concreto de muestras teniendo en cuenta el muestreo coherente para reducir el ensanchamiento espectral.
- 3) Transferencia de datos al PC a través del bus RS232.
- 4) Ajustar una señal sinusoidal en los datos registrados y calcular los residuos.
- 5) Eliminar las muestras correspondientes a 15 grados en cada dirección de los picos de la onda sinusoidal ajustada.
- 6) Transformar los residuos en unidades de tiempo dividiéndolos por la derivada de la onda sinusoidal ajustada muestra por muestra.
- 7) Repetir los pasos anteriores K veces de forma que las fases iniciales de la señal sinusoidal registrada sean aleatorias, obteniendo K registros de tiempo.
- 8) Calcular la media de los errores en tiempo muestra por muestra.
- 9) Calcular el valor medio de todas de las medias en el registro.
- 10) Calcular los errores fijos como las desviaciones de los valores medios de la media.
- 11) El error fijo de la base de tiempo es la desviación máxima del valor medio respecto la media.

Como se ha comentado anteriormente, el cálculo del límite superior del valor de jitter se realiza a partir de la obtención del error fijo de la base de tiempo. Por tanto, se han realizado los pasos siguientes después de calcular el error fijo:

- 12) Para una cierta muestra (n-esima) en el registro, el límite superior del jitter $\sigma_i(n)$, es la desviación estándar de los m valores del error fijo para la muestra n-esima.
- 13) El límite superior del jitter σ_t , a partir de todos los errores aleatorios de la base de tiempo, es el valor RMS de $\sigma_i(n)$ calculados para toda n.

El programa que implementa el procedimiento de test para el método 1 del cálculo de jitter está basado en la selección de tres funciones independientes (Anexo 1):

- 1) **Save data file:** Como en el caso de los tests anteriores, eligiendo esta opción, el programa configura el puerto serie del PC para recibir datos vía este puerto, almacenándolos en un fichero ASCII. Para poder comprobar el correcto funcionamiento de todo el sistema, se realiza una visualización de los datos convirtiéndolos a tensión mediante la expresión (4.7). Existe la posibilidad de sobrescribir un fichero o añadir los datos a un fichero existente.
- 2) **Time base analysis:** Seleccionando esta función del programa, el software realiza la lectura de los datos anteriormente guardados en un fichero de tipo texto utilizando la opción *save data file*. El usuario debe indicar la ruta de acceso al fichero. Seguidamente el programa realiza los pasos (4) a (12) para calcular el jitter del clock del convertidor ADC. El usuario debe indicar a cuantos registros de la señal de entrada corresponde el fichero seleccionado. Para ajustar la curva sinusoidal en los datos registrados y calcular los residuos de la curva, se ha utilizado el método indicado en el apartado 4.1.3.1 de la norma IEEE Std-1057. Este método está basado en el ajuste de mínimos cuadrados de la curva. Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema en el registro y ajuste de la curva, se visualizan las gráficas correspondientes a los residuos del ajuste para cada canal.
- 3) **Save Front Panel Image:** La selección de esta opción guarda en un fichero, una imagen del panel frontal del software donde se visualizan las gráficas correspondientes a los residuos de la curva ajustada para cada canal además de los límites superiores de jitter calculados para cada canal.

4.4.7.2- Método 2 para el cálculo de jitter

Este método de test está basado en el cálculo del valor RMS de ruido utilizando dos señales sinusoidales de entrada, una con una frecuencia alta y otra con frecuencia baja. Esta técnica incluye los efectos de errores fijos y distorsión armónica por lo que solamente puede proporcionar un límite superior para este parámetro. Se han previsto los siguientes pasos para implementar este método de cálculo del límite superior del jitter del clock del convertidor ADC:

- 1) Aplicar una señal sinusoidal con una frecuencia f_1 , donde f_1 es baja comparado con el ancho de banda del sistema, y una amplitud A .

- 2) Realizar un registro de la señal de entrada de un cierto número de muestras, teniendo en cuenta el muestreo coherente y los factores que reducen el ensanchamiento espectral.
- 3) Repetir los pasos (1) y (2) para una señal de entrada con una frecuencia f_2 , donde f_2 es una frecuencia próxima al ancho de banda del sistema y la misma amplitud. Se debe emplear la misma frecuencia de muestreo y el mismo número de muestras para las dos frecuencias de la señal de entrada.
- 4) Ajustar una onda sinusoidal con el método de mínimos cuadrados a los datos registrados.
- 5) En cada caso, calcular el valor RMS del ruido σ_i de los dos registros según la expresión (IEEE Std-1057):

$$RMS(noise) = \left[\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M (y_n - y'_n)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.45)$$

Donde y_n son las muestras registradas y y'_n son las muestras de la señal sinusoidal ajustada y M es el número de muestras en cada registro. El valor RMS de ruido para la señal con la frecuencia f_2 (alta) debe ser como mínimo, el doble que para la señal de entrada con la frecuencia f_1 (baja).

- 6) Calcular el límite superior del jitter del clock del convertidor ADC mediante la expresión (IEEE Std-1057):

$$\sigma_t = \frac{\sqrt{\sigma_2^2 - \sigma_1^2}}{\sqrt{2\pi f_2 A}} \quad (4.46)$$

Donde σ_2 es el valor RMS de ruido medido para una señal de entrada con frecuencia f_2 y amplitud A . σ_1 es el valor RMS de ruido medido para una señal de entrada con frecuencia f_1 y amplitud A .

El software que implementa el método 2 para el cálculo del límite superior del jitter funciona mediante las siguientes funciones (Anexo 1):

- 1) **Save data file:** Como en el caso de los tests anteriores, eligiendo esta opción, el programa configura el puerto serie del PC para recibir datos vía este puerto, almacenándolos en un fichero ASCII. Para poder comprobar el correcto funcionamiento de todo el sistema, se realiza una visualización de los datos convirtiéndolos a tensión mediante la expresión (4.7). Existe la posibilidad de sobrescribir un fichero o añadir los datos a un fichero existente.
- 2) **Jitter analysis:** Mediante la selección de esta opción, el programa realiza la lectura de datos a través de las rutas de los ficheros de datos (ficheros independientes para las frecuencias f_1 y f_2) indicadas anteriormente por el

usuario. Además el usuario debe indicar el número de registros en cada fichero, el número de muestras por registro y la frecuencia de muestreo utilizada en los registros de la señal de entrada. El offset introducido por el modulador es eliminado mediante el filtro digital descrito en la sección 4.4.5. Se calcula el valor RMS de ruido para cada canal y para las dos frecuencias de entrada. Para acabar, se emplea la expresión (4.46) para estimar el valor de jitter para cada canal.

- 4) **Save Front Panel Image:** La selección de esta opción permite guardar el panel frontal del programa donde se visualizan los valores RMS de ruido de los dos ficheros de entrada y la estimación del jitter de cada canal.

La tabla 4.2 muestra los parámetros determinados para caracterizar el sistema mediante los algoritmos explicados en este capítulo junto con el apartado de la norma correspondiente utilizado para su cálculo:

Parámetro	Descripción	Norma	Apartado
THD (Harmonics+noise)	Distorsión Harmónica Total debido al ruido y armónicos.	IEEE Std-1057	4.4.4
THD	Distorsión Harmónica Total debido al ruido.	IEEE Std-1057	4.4.4
SINAD	Relación señal-ruido debido al ruido y armónicos.	IEEE Std-1241	4.5.1
RMS (harmonics+noise)	Valor RMS del ruido y armónicos.	IEEE Std-1057	4.4.4
ENOB (harmonics+noise)	Número efectivo de bits (ENOB) debido al ruido y armónicos.	IEEE Std-1057	4.5.2
RMS (noise)	Valor RMS del ruido	IEEE Std-1057	4.5.1
Total Noise	Ruido total del sistema en un ancho de banda de 1 Hz.	IEEE Std-1057	4.5.1
SNR	Relación señal-ruido	IEEE Std-1057	4.5.1
ENOB (noise)	Número efectivo de bits (ENOB) debido al ruido.	IEEE Std-1057	4.5.2
DR	Rango Dinámico	IEEE Std-1057	4.5.1
Nominal Noise Floor	Ruido de fondo nominal respecto el fondo de escala.	IEEE Std-1241	4.1.5
Random noise	Ruido aleatorio	IEEE Std-1057	4.5.5.1
Crosstalk	Diafonía entre canales	IEEE Std-1057	4.11
Jitter (método 1)	Error aleatorio de los instantes de muestreo	IEEE Std-1057	4.9.2.1
Jitter (método 2)	Error aleatorio de los instantes de muestreo	IEEE Std-1057	4.9.2.2

Tabla 4.2: Relación de los parámetros caracterizados y el apartado de la norma correspondiente

4.5- Determinación de la estabilidad y deriva de la base de tiempo

Como se ha comentado a lo largo de la memoria de tesis, la estabilidad de la base de tiempo del sistema de registro y almacenamiento de datos constituye un parámetro fundamental a la hora de proporcionar datos de gran calidad a la comunidad geofísica. En sismica de refracción, la velocidad de la onda a través de las sub-capas marinas determina la anchura y el material del medio. Como se ha explicado en el capítulo 2, la velocidad de la onda refractada es calculada a partir de la distancia entre fuente y receptor y la diferencia de tiempo entre el disparo y el registro de señal. Cuanto mayor sea la precisión de estos parámetros, los datos registrados serán de mayor calidad. Por eso, el estudio del comportamiento de la base de tiempo, en este caso el cristal TCXO TC-140 de Vectron, con la variación de parámetros que afectan su estabilidad, cobra especial importancia.

Existen diversos parámetros que afectan seriamente la estabilidad del cristal TCXO como (IEEE Std-1193):

- 1) Temperatura, humedad y presión
- 2) Campo eléctrico y magnético
- 3) Aceleración
- 4) Radiación de partículas e ionizaciones
- 5) Vejez

Las variaciones de temperatura, humedad y presión son las perturbaciones ambientales más comunes de los cristales de cuarzo compensados (TC-140). En este tipo de cristales, las perturbaciones ambientales son los dominantes y teniendo en cuenta el medio de trabajo del cristal, sin duda estos parámetros son a tener en cuenta (Karlquist *et al.* 2000). Por tanto, el modelado, medida y comprensión de cómo estas variaciones afectan la frecuencia de salida del dispositivo son muy importantes, particularmente su comportamiento a largo plazo. En general los efectos de la temperatura, humedad y presión sobre la frecuencia de salida son no-lineales e independientes. Por ejemplo, el coeficiente de temperatura de un cierto tipo de cristal está directamente dependiente del nivel de humedad. Dada esta complejidad y no-linealidad de estos tres parámetros, no es posible obtener un modelo completo para un tipo de dispositivo.

En el caso del sismómetro de fondo marino, la presión en el interior de la esfera de cristal, donde aloja la electrónica incluida la base de tiempo, se mantiene constante en todo el experimento. Pueden existir pequeñas variaciones de presión en el interior de la esfera si el sellado de la esfera no es total, pero estas variaciones no afectan significativamente la estabilidad del cristal TCXO. Por otro lado, si la esfera está sellada correctamente, no existen variaciones relevantes de humedad en el interior de la esfera, aunque se usan elementos de secado de ambiente en el interior de la esfera para corregir su efecto. Por tanto, las variaciones de temperatura constituyen las perturbaciones dominantes a la hora de cuantificar la estabilidad del cristal TCXO.

La medida de desviación de la frecuencia de salida (offset) de un dispositivo requiere su comparación con una referencia (Osterdock *et al.* 1993). Normalmente se realiza una

comparación de fase entre la señal de salida del cristal y la señal de referencia. Las medidas de desviación de fase del cristal en un periodo de tiempo determinado permiten estimar el offset de frecuencia del dispositivo. El offset de frecuencia se estima mediante la desviación de fase Δt y el periodo de medida T (Lombardi *et al.* 2004):

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T} \quad (4.47)$$

El offset indica la desviación respecto la frecuencia nominal del cristal, por tanto proporciona información sobre el ajuste del cristal, sin embargo no cuantifica la calidad del cristal. Esta característica viene dada por la estabilidad del dispositivo. Un cristal estable que necesita ajustes puede producir una frecuencia con un offset amplio y un cristal inestable que está bien ajustado puede temporalmente producir una frecuencia muy próxima a la nominal. Así, la estabilidad indica el grado de generación de la misma frecuencia en un periodo de tiempo dado. La estabilidad del cristal no cambia con el offset. Es una estimación de las fluctuaciones de la frecuencia de salida, en este caso bajo variaciones de la temperatura de trabajo, dado un intervalo de tiempo. A continuación se describe el sistema de test organizado en el laboratorio para determinar la estabilidad y deriva del cristal.

4.5.1- Sistema de test en el laboratorio

Para estimar la estabilidad y deriva del cristal bajo cierta variación de temperatura, se han utilizado instrumentos de mayor precisión que la base de tiempo bajo prueba. Para generar el perfil de temperatura de trabajo del OBS, se ha utilizado una cámara climática VC4060 de Vötsch donde se coloca el cristal bajo test. El perfil de temperatura configurado es la siguiente:

- De +25 °C a -2 °C en dos horas: bajada del OBS al fondo marino.
- A -2 °C durante 108 horas: OBS reposando en el fondo marino.
- De -2 °C a +25 °C en dos horas: subida del OBS hacia la superficie.

Se ha configurado la temperatura mínima a -2 °C ya que el grado de salinidad del agua marina en algunas partes del mundo (Antártida) puede provocar su congelación por debajo de 0 °C. Para estimar la estabilidad del cristal, se mide el desfase de su señal de salida respecto una señal PPS de un GPS XLi Time and Frequency System de Symmetricom. La señal PPS es un pulso de 10 μ s de anchura proporcionado cada segundo por el equipo GPS. La base de tiempo de este equipo está compuesta por un cristal OCXO con una estabilidad con la variación de temperatura de 10^{-12} en 24 horas. Para medir esta desviación de fase, se ha utilizado un contador Agilent 53132A donde se ha empleado la misma señal PPS proveniente del GPS para su disparo externo con el objetivo de reducir los errores de trigger introducidos por el contador. La base de tiempo de este equipo está compuesto por un cristal OCXO con una estabilidad con la variación de temperatura menor que 2.5 ppb (2.5×10^{-9}). La figura 4.5 muestra un diagrama de bloques del sistema de medida organizado en el laboratorio (Lombardi *et al.* 2001, Lombardi *et al.* 2004). En estadística clásica, el cálculo de la incertidumbre está

basado en la obtención de la desviación estándar o varianza. Este cálculo se realiza a partir de datos estacionarios donde los resultados son independientes del tiempo, lo que supone ruido blanco distribuido en todo el ancho de banda de la medida. Los datos de los osciladores son no-estacionarios ya que contienen ruido dependiente del tiempo contribuido por el offset de la frecuencia.

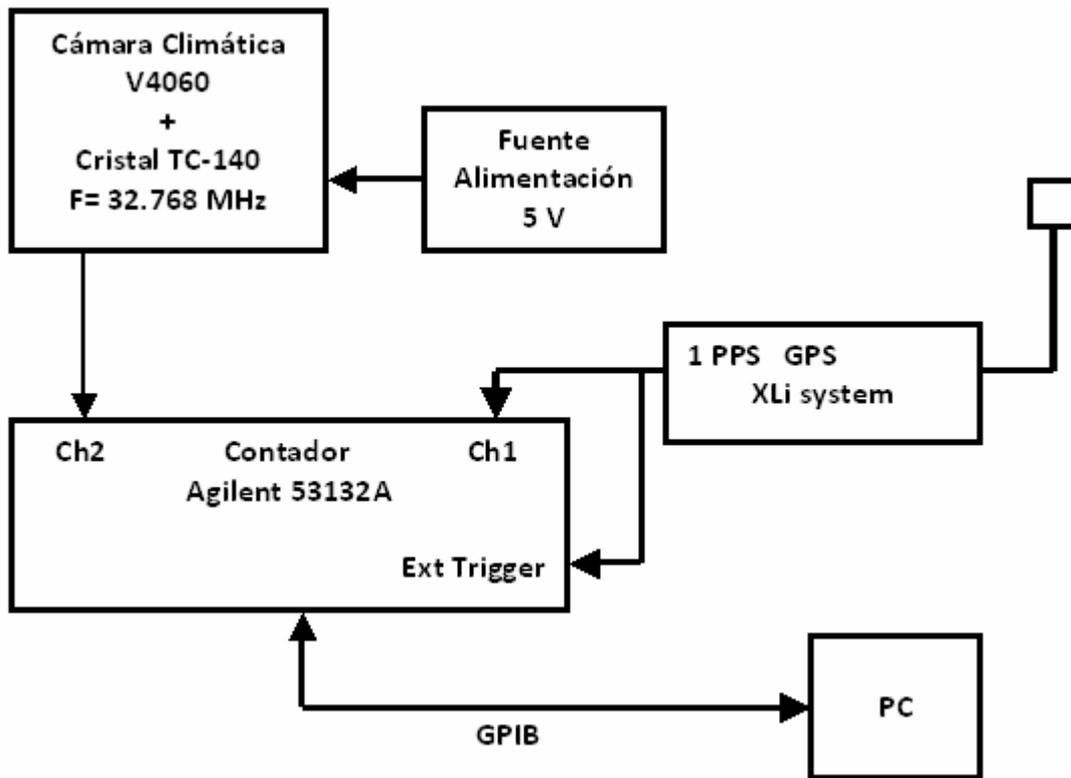


Figura 4.5: Sistema de medida automática de la estabilidad y deriva de la base de tiempo

La media y varianza de datos no estacionarios no convergen a valores particulares. La media cambia cada vez que se añade una medida al conjunto de medidas realizadas. Por tanto, la estadística clásica no puede ser empleada para calcular la dispersión de la medida de la estabilidad. En este caso se utiliza la *desviación Allan* para su cálculo mediante la expresión (IEEE Std-1139; Lombardi *et al.* 2004):

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (y_{i+1} - y_i)^2} \tag{4.48}$$

Donde y_i son las medidas de desviación de fase, M es el número de medidas y τ es el periodo total de medidas. El intervalo de confianza de la estabilidad de la base de tiempo viene dado por la expresión (IEEE Std-1139; Lombardi *et al.* 2004):

$$\text{Confianza}(\%) = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot 100 \tag{4.49}$$

Se ha implementado un programa basado en el lenguaje de programación LabVIEW 7.1 que funciona a partir de dos opciones independientes:

- 1) **Save data file:** Seleccionado esta opción, el usuario puede crear un fichero de tipo ASCII para guardar las medidas a realizar. Además el usuario puede configurar el intervalo entre medidas y el periodo total de la prueba. Una vez, configurados los parámetros de entrada, el programa configura el contador *Agilent 53132A* a través de un bus *GPiB* para trabajar a partir de un trigger externo y realizar medidas de la desfase entre la señal PPS proveniente del GPS y la señal de salida del cristal bajo test.
- 2) **Stability analysis:** Esta función del programa realiza los cálculos del offset en la frecuencia de salida del cristal en el periodo del test, la estabilidad del cristal a partir de la expresión (4.48) y el intervalo de confianza (4.49) relacionado con la desviación Allan calculado. Para cuantificar la evolución de la estabilidad con el periodo de medidas, se realiza el cálculo de desviación Allan para periodos múltiples del intervalo entre medidas (5 s) y se representa estos valores de una gráfica de tipo logarítmica. Para cuantificar la deriva del reloj del instrumento, los intervalos de tiempo medidos se convierten a frecuencia mediante la expresión (4.47) obteniendo los offsets de frecuencia. Para terminar, se calcula el error relativo de frecuencia respecto la frecuencia nominal del cristal.

Las herramientas de caracterización desarrolladas han servido para determinar las prestaciones más importantes del sistema de registro y almacenamiento de datos de un sismómetro marino en un experimento de sismica activa. Además, estas herramientas han jugado un papel fundamental en la optimización del sistema. En el capítulo 5 se muestran los resultados de los tests realizados, así como mejoras propuestas para el cálculo de algunos parámetros. La automatización de procedimientos de caracterización basados en las normas internacionales IEEE Std-1057, IEEE Std-1241, IEEE Std-1139 y IEEE Std-1193 de los sistemas de registro y almacenamiento de datos diseñados para los sismómetros de fondo marino, constituye una clara aportación de este trabajo.

Capítulo 5

Resultados experimentales en el laboratorio

Este capítulo está dedicado a la presentación de los resultados experimentales de la caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado e implementado. Los resultados de las diferentes versiones son comparadas para evaluar las modificaciones realizadas en cada una. En la parte final de este capítulo se presenta un nuevo estimador sin bias de jitter para el segundo método de test en la norma IEEE-1057. Además se calcula el número mínimo de muestras a registrar para obtener una estimación de jitter con un cierto nivel de confianza.

5.1- Introducción

Las herramientas y procedimientos de caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos desarrollados han proporcionado medios para conseguir la optimización del equipo, además de determinar las prestaciones del instrumento final diseñado y construido para ser incluido en el sismómetro de fondo marino. En el anterior capítulo, se han explicado los métodos y procedimientos de test para caracterizar el sistema, así como las expresiones utilizadas para calcular cada parámetro. Este capítulo está dedicado a la presentación de los resultados de estos tests para cada versión del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado. En él, se pueden observar como las optimizaciones realizadas (capítulo 3) han mejorado las prestaciones del sistema, obteniendo un equipo robusto y fiable para la adquisición de datos en sismica activa.

Por otra parte, los resultados obtenidos para el error aleatorio de la base de tiempo (jitter) según los métodos propuestos por las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241 han mostrado limitaciones en los métodos recomendados para el cálculo del error relacionado con el sistema de registro y almacenamiento de datos construido. Para obtener mejores resultados para el cálculo de jitter del clock de convertidores ADC (Da Dalt *et al.* 2002, Souders *et al.* 1990, Jenq *et al.* 1990), ha sido necesario comparar los dos métodos de test y realizar ajustes en el método que proporciona mejor resultado para el sistema. Con ese fin se ha obtenido un nuevo estimador del jitter, lo que es una clara aportación a la norma para la caracterización del jitter de los sistemas de ancho de banda reducido. La comparación de estos métodos de test así como las correspondientes pruebas para determinar el nuevo estimador de jitter forman parte de este capítulo.

La estabilidad y deriva de la base de tiempo del sistema con la variación de temperatura ha sido un parámetro importante a determinar. Del cristal TCXO empleado como base de tiempo principal para el instrumento, en este capítulo se proporcionan los resultados de su estabilidad y deriva de frecuencia con la variación de temperatura, además del nivel de confianza determinado a partir de la duración de la prueba (Lombardi *et al.* 2004, Beaver *et al.* 2002, Filler *et al.* 1989).

5.2- Resultados de la caracterización del sistema de registro y almacenamiento de datos

En este apartado, se muestran los resultados de las pruebas realizadas para caracterizar las versiones 2 y 3 del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñados (ver capítulo 3). Para ello, se proporcionan gráficas donde se visualiza el valor del parámetro a caracterizar para diferentes frecuencias de la señal sinusoidal de entrada, obteniendo de esta forma, su valor en todo el ancho de banda del sistema. En cada caso, se indica el método o procedimiento de test seguido así como la expresión usada para el cálculo del parámetro bajo estudio.

5.2.1- Resultados de la caracterización de la versión 2 del sistema de registro y almacenamiento de datos

En el capítulo 3 de la tesis, se ha explicado detalladamente el diseño de las diferentes versiones del sistema de registro y almacenamiento de datos con el objetivo de obtener finalmente un equipo optimizado para la adquisición de señales sísmicas en el medio marino. En el apartado 3.3.4, se explica los módulos que componen esta versión del sistema de adquisición (Sigma-Delta CS5372). Aquí, se proporcionan los resultados de los diferentes tests realizados según los procedimientos explicados en el capítulo 4.

5.2.1.1- Resultados del *DFT test*

En este apartado, se proporcionan las características obtenidas con la realización del *DFT test* (sección 4.4.3). Los parámetros obtenidos mediante este test vienen agrupados en el apartado 4.4.3 y las condiciones de test y los resultados de cada parámetro vienen comentados en cada sección dedicada al parámetro bajo estudio.

- **THD (harmonics+noise):** este parámetro determina la distorsión armónica total debido al ruido junto con los armónicos. Normalmente, los fabricantes de convertidores ADC especifican este parámetro en el peor caso cuando la amplitud de la señal sinusoidal de entrada es máxima. En esta versión del sistema, la amplitud máxima de entrada es de 3.5 Vpp. La frecuencia de muestreo utilizada es 250 sps, una frecuencia habitual en la adquisición de señales sísmicas en el medio marino. Se han recogido 4096 muestras para cada canal de adquisición. El valor de este parámetro en (dB) y (%) viene determinado por las expresiones (4.15) y (4.16) respectivamente. Las figuras 5.1 y 5.2 muestran el valor del parámetro en todo el ancho de banda del sistema, que está determinado por 40% de la frecuencia de muestreo (100 Hz). Se puede observar que la distorsión armónica de los canales 1 y 2 tienen la misma magnitud aproximadamente mientras los canales 3 y 4 siguen evoluciones similares. Esto es debido a que los canales 1 y 2 están incluidas en el mismo integrado y los canales 3 y 4 en otro.

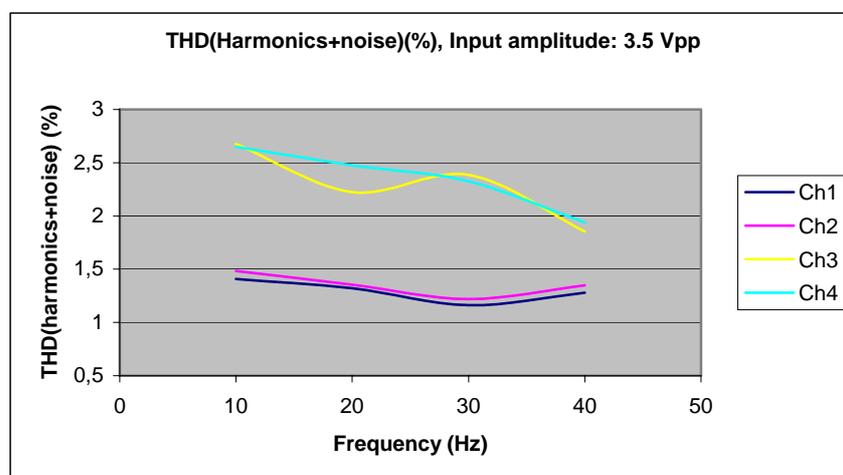


Figura 5.1: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

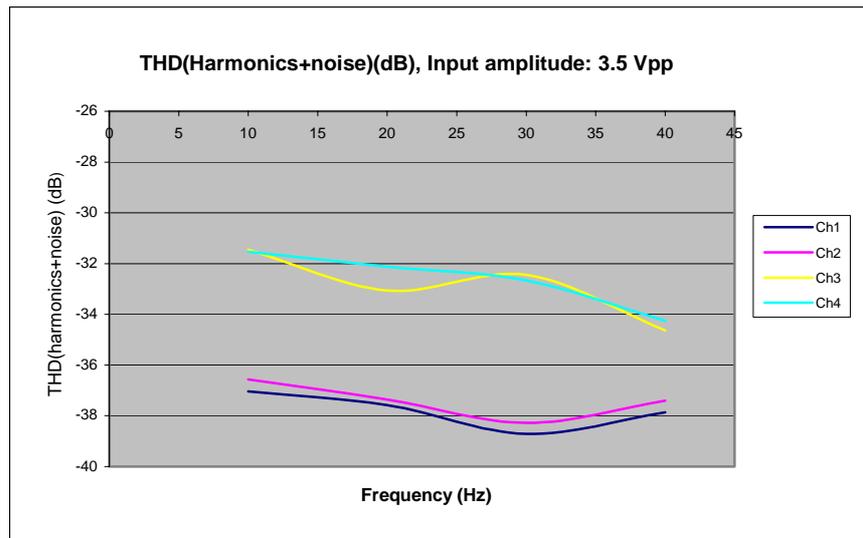


Figura 5.2: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **THD:** este parámetro define la distorsión armónica total debido solamente a los armónicos de la señal de entrada y cuantifica las no-linealidades del circuito bajo estudio. En este caso, la amplitud de la señal de entrada escogida es la máxima (3.5 Vpp), la frecuencia de muestreo empleada es 250 sps y el número de muestras recogidas para cada canal es 4096. El valor de THD en (dB) y (%) viene determinado por las expresiones (4.15) y (4.16) respectivamente. En este caso la expresión (4.20) define el valor RMS de los armónicos. Las figuras 5.3 y 5.4 muestran los resultados de caracterización de THD obtenidos. Observando las gráficas correspondientes a la distorsión armónica total, se puede comprobar que la distorsión de los cuatro canales está muy por encima del convertidor ADC CS5372 (-118 dB). Esto es debido a la distorsión de la señal con amplitudes grandes. La aparición de armónicos pares e impares en la representación DFT de la señal registrada (figura 3.24) ha atribuido este problema al acoplamiento de señales digitales a la parte analógica (apartado 3.3.5.2) a través de las líneas de alimentación o referencia del circuito (D. Moonligan *et al.* 1998, Kim *et al.* 2001; Xu *et al.* 2001, Carusone *et al.* 2001; Karunakaran *et al.* 2003). La propuesta para solucionar este problema ha sido la utilización de amplificadores de entrada/salida diferencial para separar la señal de entrada de la referencia del circuito, así como optimización de la distribución de las líneas de alimentación en el diseño PCB del módulo de conversión ADC (Brooks *et al.* 2003; Liaw *et al.* 1996).

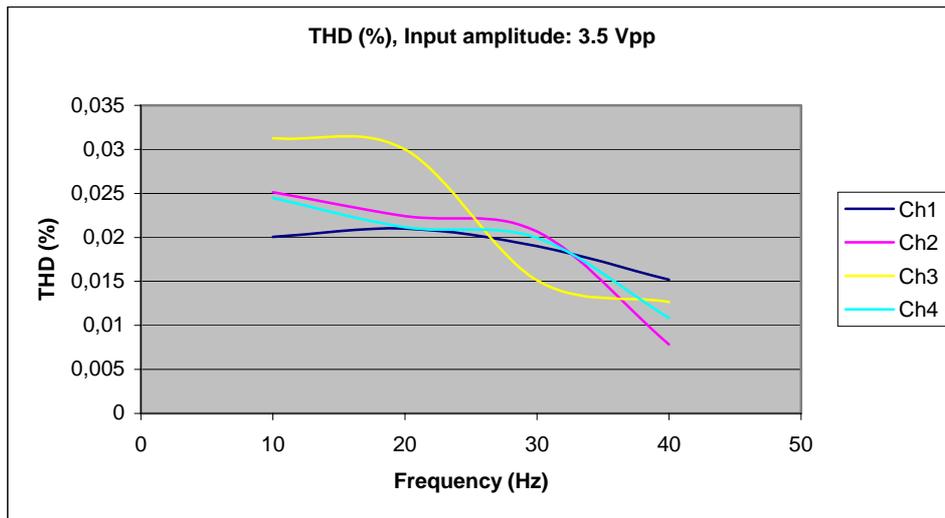


Figura 5.3: Distorsión harmónica total debido a los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

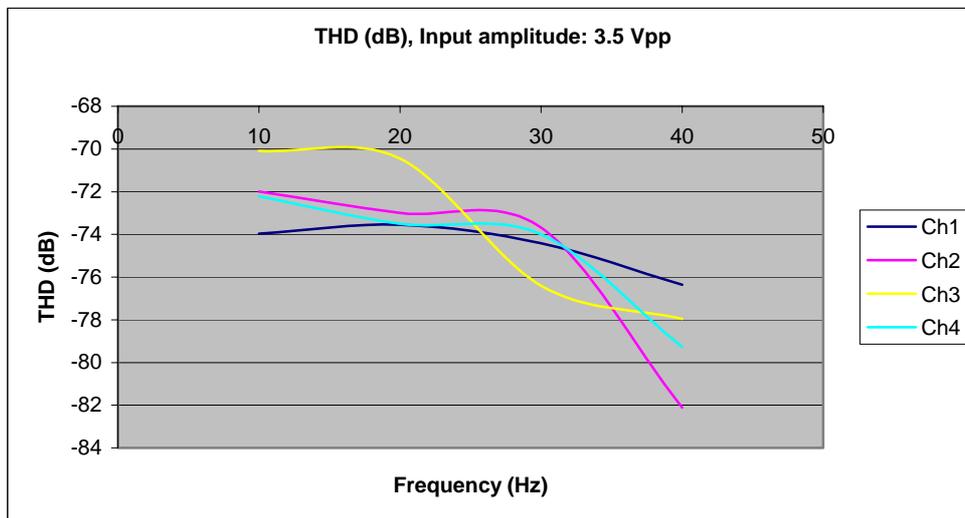


Figura 5.4: Distorsión harmónica total debido a los armónicos (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **SINAD (dB):** la relación entre el nivel de la señal respecto el ruido y la distorsión viene determinado por este parámetro. En este caso, la amplitud de la señal sinusoidal de entrada es máxima (3.5 Vpp) lo que constituye el peor caso. La frecuencia de muestreo es 250 sps y el número de muestras por canal es 4096. La expresión empleada para calcular el valor de SINAD (dB) es (4.21). Otra vez, la distorsión excesiva de la señal cuando su amplitud es próxima a la máxima sin que exista saturación, hace que el valor de este parámetro sea mucho menor que las especificaciones del convertidor ADC empleado. La optimización del diseño PCB del módulo de conversión ADC además de las mejoras del acondicionamiento de señal analógica deben aumentar el valor de este parámetro significativamente. La figura 5.5 muestra la evolución del SINAD(dB) en función de la frecuencia de la señal de entrada:

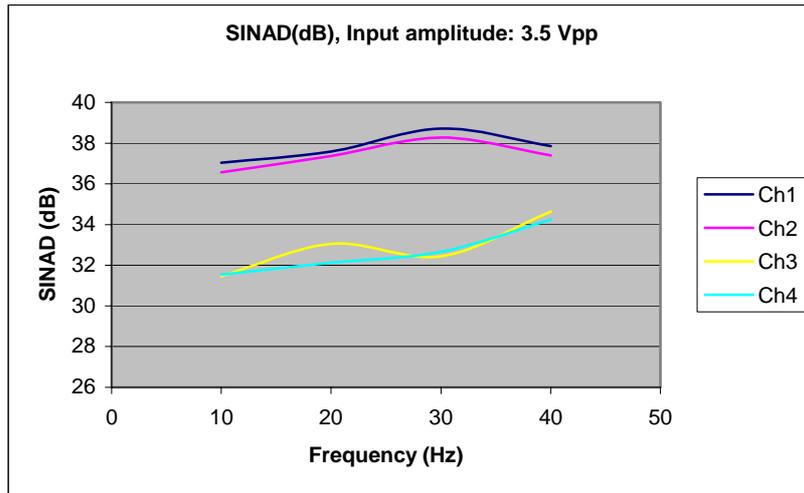


Figura 5.5: Relación señal-ruido y distorsión (dB), amplitud de la señal de entrada: 3.5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **Total Noise:** para obtener el ruido total del sistema respecto la amplitud de la señal de entrada, se han aplicado señales sinusoidales de amplitud: 10 μ Vpp, 100 μ Vpp, 1mVpp, 1 Vpp, 3 Vpp y 3.5 Vpp. La frecuencia de muestreo configurado es 250 sps y se han recogido 4096 muestras por canal para calcular este parámetro. El ruido total viene dado por la expresión (4.25) y está definido como el ruido del sistema en un ancho de banda de 1 Hz. La figura 5.6 muestra el ruido total del sistema respecto la amplitud de la señal de entrada:

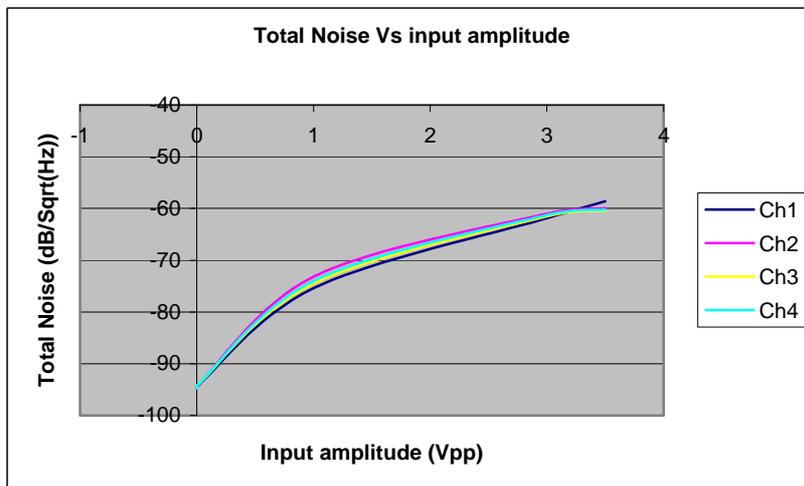


Figura 5.6: Ruido total del sistema (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$), respecto la amplitud de la señal de entrada

Se puede observar que el valor de ruido total calculado aumenta con la amplitud de la señal de entrada. Esto es debido a que el nivel de ruido generado por el generador de señal DS360 aumenta con la amplitud. Por tanto, la contribución de ruido del generador es mínima para la mínima amplitud que en el caso de señal unipolar es 10 μ Vpp. En este caso el ruido total calculado es de -107 dB aproximadamente para los cuatro canales de entrada.

- **RMS noise:** El valor RMS del ruido define el nivel de ruido de fondo distribuido en todo el ancho de banda del sistema, que es 40% de la frecuencia de muestreo. Para una frecuencia de muestreo de 250 sps, el ancho de banda está definido como 100 Hz. El número de muestras por canal es 4096. Para cuantificar el nivel de ruido acoplado al sistema desde el generador, se ha calculado el nivel de ruido de fondo aplicando señales sinusoidales con amplitudes: 10 μ Vpp, 100 μ Vpp, 1mVpp, 1 Vpp, 3 Vpp y 3.5 Vpp al sistema bajo estudio. La expresión utilizada para calcular el valor de este parámetro en V es (4.24). Las figuras 5.7 y 5.8 muestran el nivel de ruido de fondo en V y en dB respecto la amplitud de la señal de entrada:

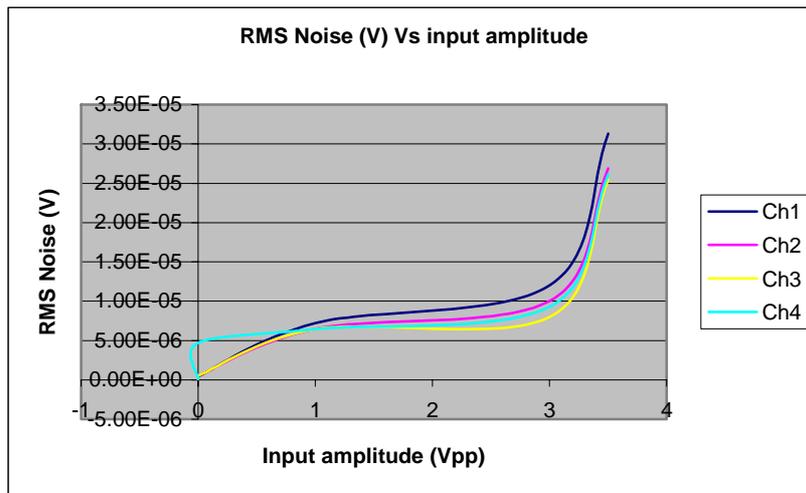


Figura 5.7: Nivel de ruido de fondo (V) respecto la amplitud de la señal de entrada

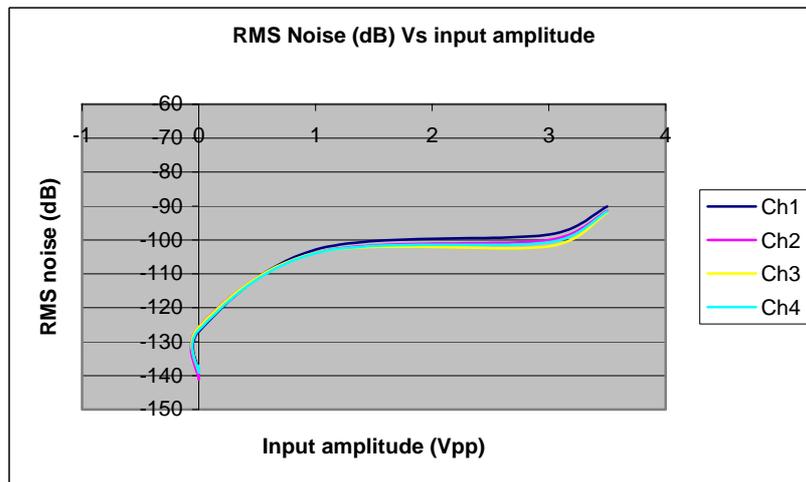


Figura 5.8: Nivel de ruido de fondo (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada

Como es de esperar el nivel de ruido de fondo aumenta con la amplitud de la señal de entrada proveniente del generador de señal DS360, siendo su aportación mínima de ruido para una amplitud 10 μ Vpp de señal unipolar. En este caso el valor del nivel de ruido de fondo para la amplitud mínima de entrada es de -138 dB aproximadamente para todos los canales de entrada.

Para conocer el ruido de fondo del sistema con una aportación mínima del generador de señal, se ha calculado este parámetro con una amplitud de entrada de $10\ \mu\text{Vpp}$ en todo el ancho de banda del sistema. Las figuras 5.9 y 5.10 muestran el resultado de estas medidas en V y dB respectivamente:

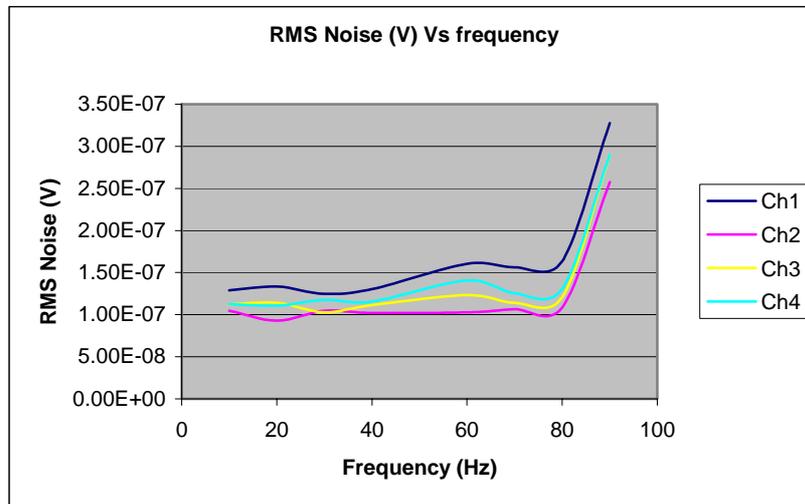


Figura 5.9: Nivel de ruido de fondo (V) en el ancho de banda del sistema, amplitud de entrada: $10\ \mu\text{Vpp}$

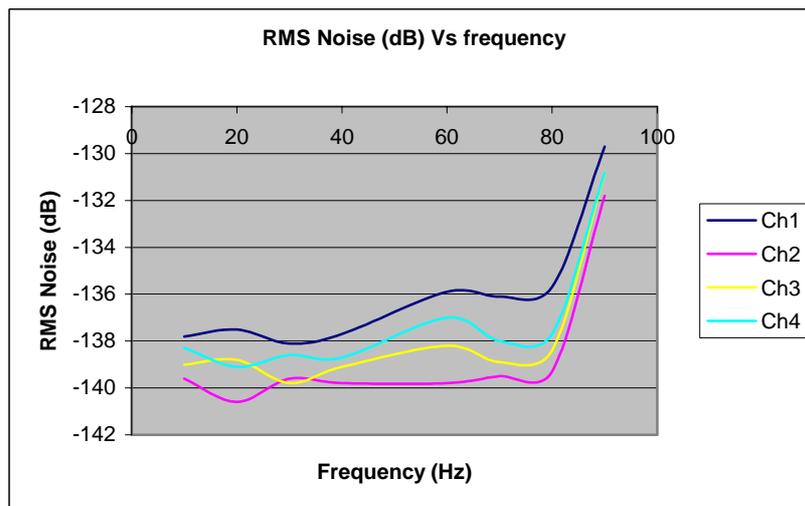


Figura 5.10: Nivel de ruido de fondo (dB) en el ancho de banda del sistema, amplitud de entrada: $10\ \mu\text{Vpp}$

Se puede comprobar que el nivel de ruido de fondo de los canales es similar en todo el ancho de banda aunque el nivel de ruido de fondo aumenta para frecuencias mayores que 80 Hz para todos los canales.

- **SNR:** como se ha comentado en el capítulo 4, este parámetro representa la relación señal ruido del sistema para un nivel de entrada concreta. La expresión utilizada para determinar este parámetro es (4.27). Para caracterizar la relación señal ruido, se han aplicado señales sinusoidales con amplitudes: $10\ \mu\text{Vpp}$, $100\ \mu\text{Vpp}$, $1\ \text{mVpp}$, $1\ \text{Vpp}$, $3\ \text{Vpp}$ y $3.5\ \text{Vpp}$ a la entrada del sistema con una

frecuencia de 10 Hz. La frecuencia de muestreo utilizada es 250 sps y se han recogido 4096 muestras para cada canal. La figura 5.11 muestra la relación señal-ruido del sistema respecto la amplitud de entrada:

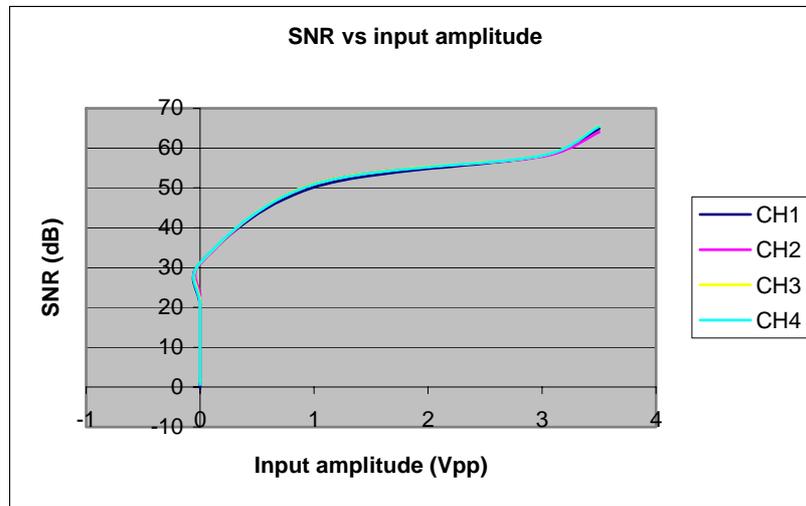


Figura 5.11: Relación señal-ruido (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada, frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz

Como es de esperar, la relación señal-ruido del sistema aumenta con el nivel de señal de entrada. Las figuras (5.7) y (5.8) han demostrado que el nivel de ruido de fondo también aumenta con la amplitud de la señal de entrada, pero este incremento es mucho menor que el de la amplitud. Se puede observar que para amplitudes pequeñas (10 μ Vpp unipolar), el nivel de señal detectado es muy bajo (figura 5.12), presentando una relación señal-ruido cercana a 0 dB. Por otra parte, para amplitud máxima de entrada (3.5 Vpp) la relación señal-ruido del sistema está muy por debajo del convertidor ADC CS5372 (130 dB @ 103 Hz) para el mismo ancho de banda. Esta disminución se sitúa en 65 dB, que principalmente es debido a la distorsión excesiva de la señal de entrada para amplitudes grandes además de un nivel alto de ruido a cualquier amplitud. Para estudiar el comportamiento de la relación señal-ruido del sistema en todo el ancho de banda y para una amplitud baja de entrada, la situación correspondiente al sismómetro trabajando a grandes profundidades y la fuente artificial colocada a decenas de km de distancia, se ha aplicado una señal sinusoidal de amplitud unipolar de 10 μ Vpp al sistema. La figura 5.12 muestra el resultado obtenidos para esta prueba:

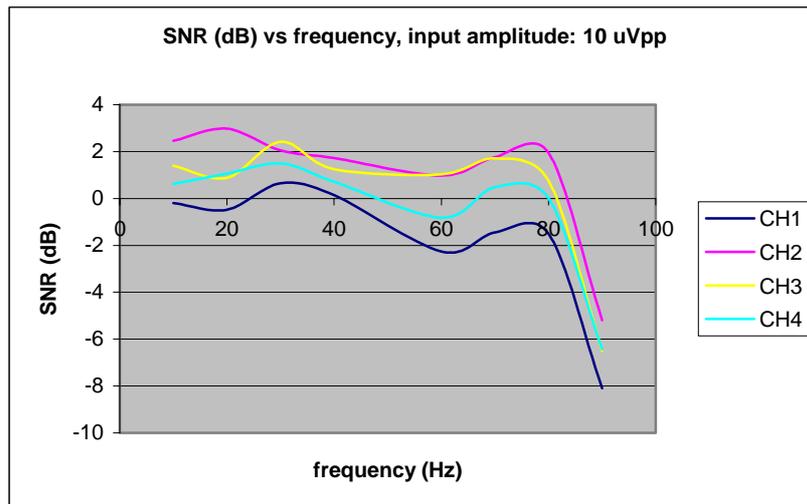


Figura 5.12: Relación señal-ruido (dB) en el ancho de banda del sistema. Amplitud de la señal de entrada: 10 μ Vpp

Esta gráfica muestra una relación señal-ruido demasiado baja para detectar la señal de entrada en todo el ancho de banda del sistema lo que demuestra que en una situación real de trabajo, el sistema no dispone de suficiente resolución.

- **ENOB:** Para esta versión del sistema de registro y almacenamiento de datos, se ha estudiado la resolución para una amplitud mínima de entrada (10 μ Vpp unipolar) para tener la resolución del sistema en el peor caso (sismómetro marino reposando a grandes profundidades y la fuente artificial colocada a decenas de km). La expresión (4.22) determina el valor del número efectivo de bits (ENOB). La figura 5.13 muestra el valor de ENOB en todo el ancho de banda del sistema:

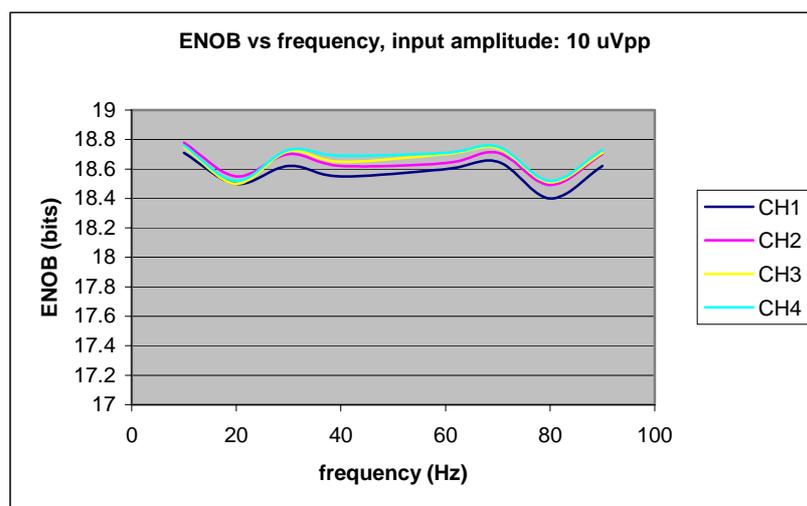


Figura 5.13: Número efectivo de bits respecto la frecuencia de la señal de entrada. Amplitud de la señal de entrada: 10 μ Vpp

A amplitudes bajas de la señal de entrada, la resolución real del sistema está alrededor de 18.5 bits lo que supone una reducción de casi 6 bits debido al ruido del sistema de adquisición. Este valor se mantiene en todo el ancho de banda. Para amplitudes: 10 μ Vpp, 100 μ Vpp, 1 mVpp el sistema presenta el siguiente número efectivo de bits (ENOB):

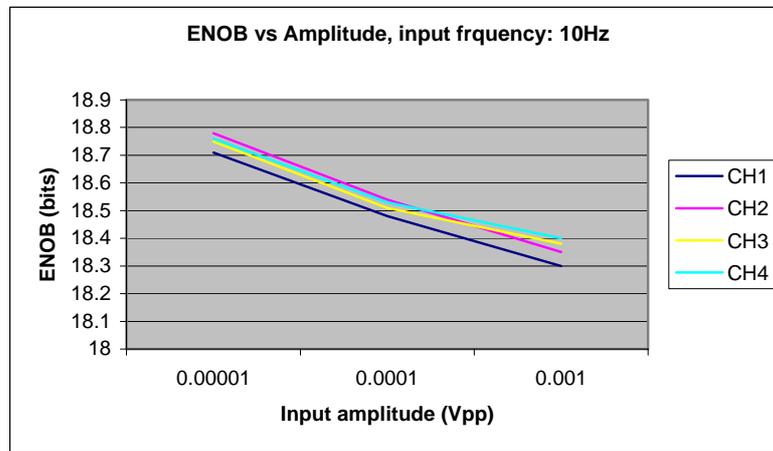


Figura 5.14: Número efectivo de bits ENOB respecto la amplitud de la señal de entrada. La frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz

Se puede observar que cuando aumenta la amplitud de la señal de entrada, disminuye ligeramente el número efectivo de bits del sistema. Este fenómeno es debido al incremento del nivel de ruido acoplado al sistema desde el generador de señal cuando aumenta la amplitud de la señal de entrada.

- **DR:** este parámetro define el rango dinámico del sistema. Como se ha explicado en el apartado 4.4.4, este parámetro cuantifica la relación entre la amplitud máxima de la señal de entrada y el nivel de ruido del sistema bajo estudio, mediante la expresión (4.28). Para determinar el rango dinámico en el ancho de banda del sistema (100 Hz) con mínima influencia del ruido acoplado desde el generador, se ha aplicado una señal unipolar de 10 μ Vpp a la entrada del sistema a frecuencias múltiples a 10 Hz. El rango máximo de entrada (3.5 Vpp) ha sido fijado por software. La figura 5.15 muestra el resultado del cálculo del rango dinámico:

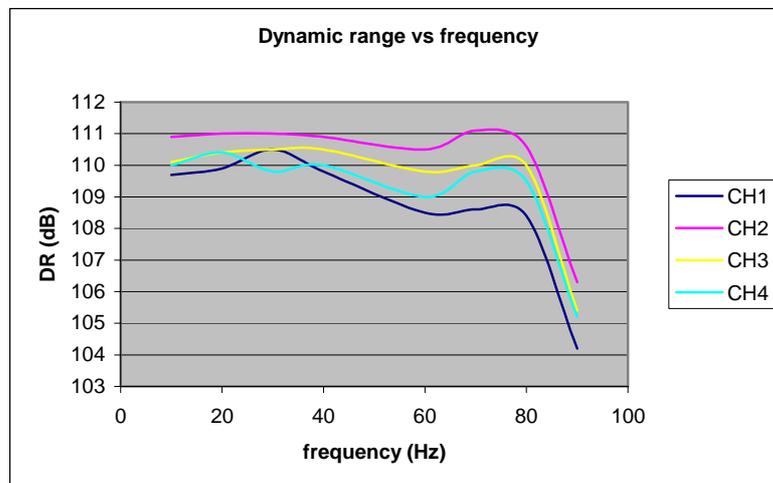


Figura 5.15: Rango dinámico (dB) en el ancho de banda del sistema

El sistema presenta un rango dinámico de 110 dB aproximadamente en todo el ancho de banda lo que supone una reducción de casi 20 dB respecto el rango dinámico del convertidor ADC CS5372 (130 dB @ 103 Hz). El gran nivel de ruido presente en el sistema es principalmente el factor más influyente en esta reducción en el rango dinámico del sistema.

5.2.1.2- Resultados del Random noise test

Para cuantificar el ruido aleatorio de la versión 2 del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado, se ha realizado el procedimiento de test explicado en la sección 4.4.5. La expresión utilizada para calcular el valor del ruido aleatorio es (4.30). En este caso se ha estudiado el valor del ruido aleatorio generado por el sistema en función de la frecuencia de muestreo configurado por el usuario. En esta versión del sistema, es posible trabajar a tres frecuencias de muestreo: 125 Hz, 250 Hz y 500 Hz. Se han recogido 4096 muestras por cada canal de adquisición. Las figuras 5.16 y 5.17 muestran el ruido aleatorio del sistema frente la frecuencia de muestreo con los cuatro canales de entrada habilitados, en V y LSB respectivamente:

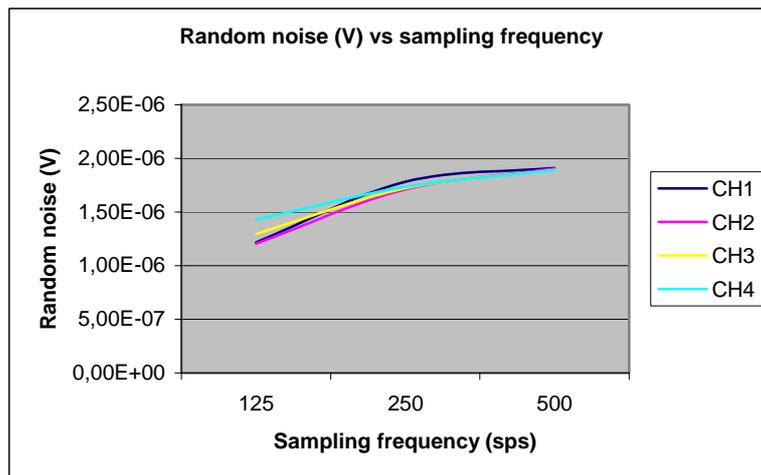


Figura 5.16: Ruido aleatorio (V) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados

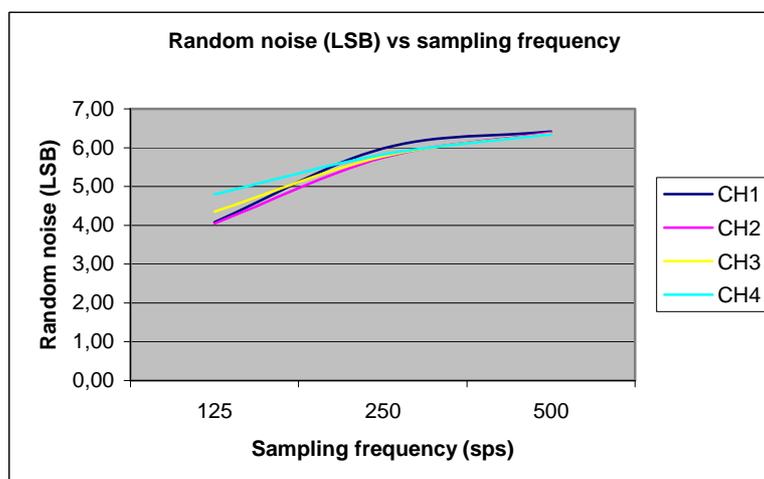


Figura 5.17: Ruido aleatorio (LSB) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados

Se puede observar que los valores de ruido aleatorio del sistema calculados a través de cada canal de adquisición, son similares. Además, se observa que el ruido aleatorio es el fenómeno que más afecta a las prestaciones del sistema, reduciendo la resolución del sistema hasta 18 bits a 500 sps. Para cuantificar la dependencia del ruido aleatorio con los canales de adquisición habilitados, se ha efectuado este test para 1, 2, 3 y 4 canales activos y se han obtenido los niveles de ruido aleatorio en V y en LSB. Las gráficas 5.18 y 5.19 representan estas medidas respectivamente:

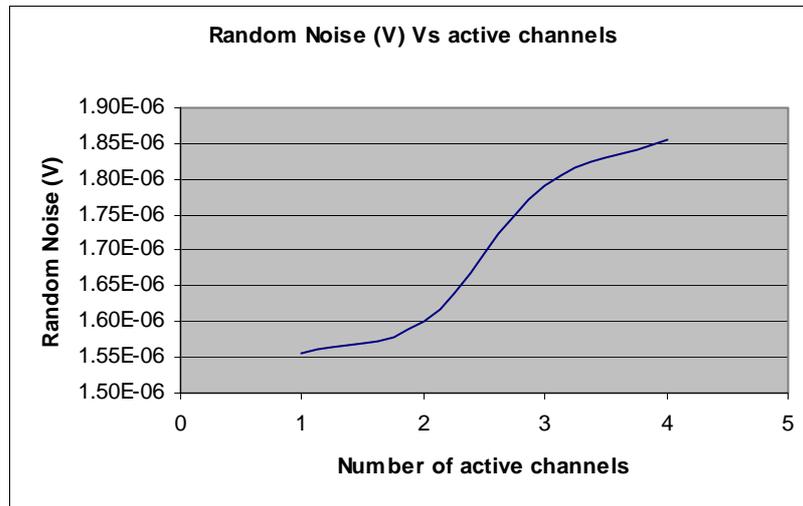


Figura 5.18: Ruido aleatorio (V) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps

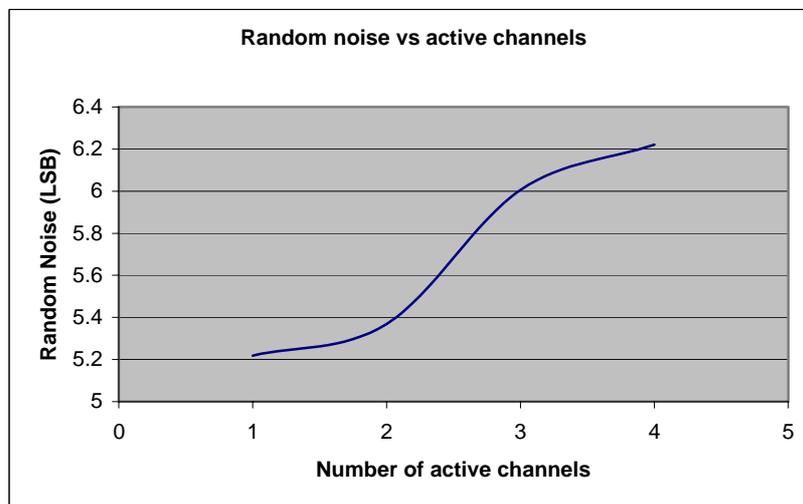


Figura 5.19: Ruido aleatorio (LSB) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps

Se observa un incremento del ruido aleatorio con el número de canales activos lo que es de esperar, ya que más componentes electrónicos intervienen en la adquisición de la señal de entrada. Además, el acoplamiento de señales entre diferentes partes del circuito es mayor cuando existen más canales activos. Estos fenómenos contribuyen en aumentar el nivel de ruido aleatorio con el número de canales activos.

Las figuras 5.16 y 5.17 muestran que el ruido aleatorio presente en el sistema afecta su resolución de forma significativa. Para determinar la incertidumbre en las medidas de número efectivo de bits ENOB relacionado con el ruido aleatorio, en función de los canales activos, se ha empleado la expresión (4.35) donde el número de muestras recogidas para cada canal M , es 4096. La figura 5.20 muestra el valor del ENOB y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%:

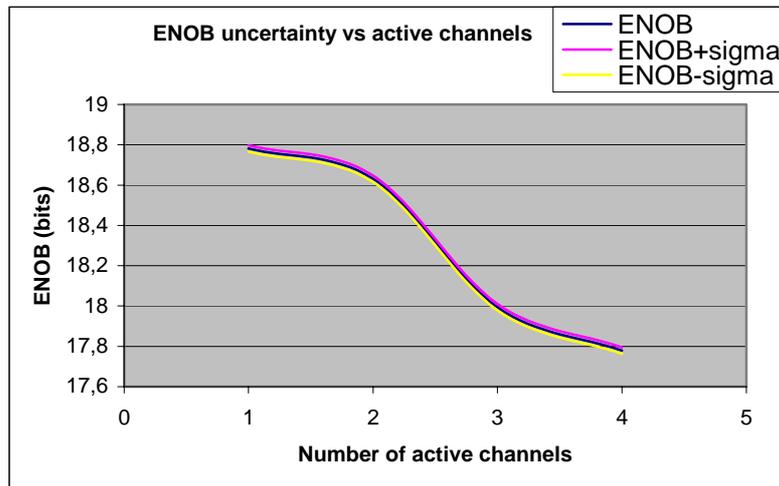


Figura 5.20: Número efectivo de bits debido al ruido aleatorio y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%. El número de muestras recogidas por canal es 4096

La expresión (4.35) demuestra que los diferentes valores del ruido aleatorio calculados para número de canales activos no se deben a la incertidumbre en la medida (0.032) sino al ruido generado por la activación de más canales en la adquisición.

5.2.1.3- Resultados del *Crosstalk test*

Los resultados de este test cuantifican el nivel de señal acoplado entre canales en la adquisición. El procedimiento de test seguido para caracterizar este parámetro viene dado en la sección 4.4.6 y las expresiones utilizadas para calcular el crosstalk (diafonía) en (dB) y (%) son (4.42) y (4.43) respectivamente. La amplitud de la señal sinusoidal de entrada es 3.5 Vpp, la frecuencia de muestreo empleada es 250 sps y el número de muestras recogidas por canal es 4096. Las figuras 5.21 y 5.22 muestran los resultados del crosstalk en dB y % respectivamente. Estas figuras muestran un nivel mayor de acoplamiento de señal entre canales con el aumento de la frecuencia de la señal de entrada. El convertidor ADC CS5372 ofrece un nivel de acoplamiento de señal de -120 dB, por lo que en el peor caso (90 Hz), el sistema presenta un acoplamiento de 40 dB por encima de la referencia. El diagnóstico de problemas relacionados con el acoplamiento de señal es una tarea compleja e imprecisa pero es muy probable que el gran valor de crosstalk esté relacionado con la pobre distribución del plano de referencia y de alimentación en el diseño PCB del módulo de conversión ADC. Como se ha explicado en el capítulo 3, el uso de componentes de entrada-salida diferencial y la optimización del diseño PCB (separación de pistas, distribución de planos de referencia) mejora de forma notable el acoplamiento de señal entre canales (Brooks *et al.* 2003, Karunakaran *et al.* 2003).

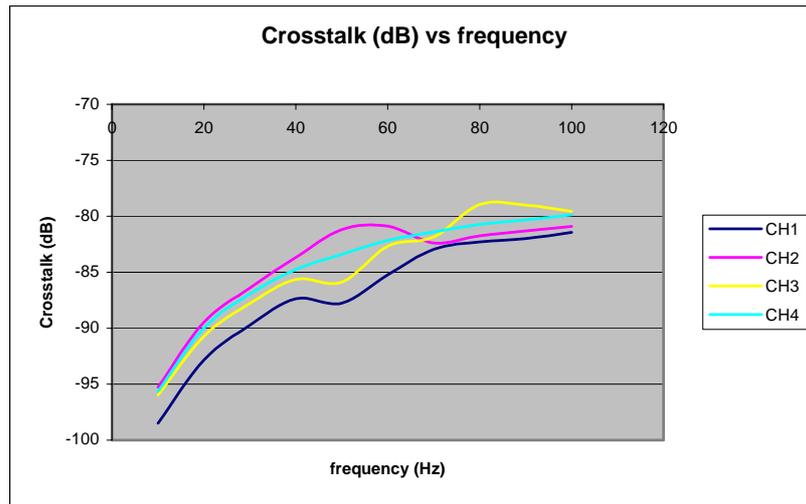


Figura 5.21: Nivel de diafonía (dB) en el ancho de banda del sistema

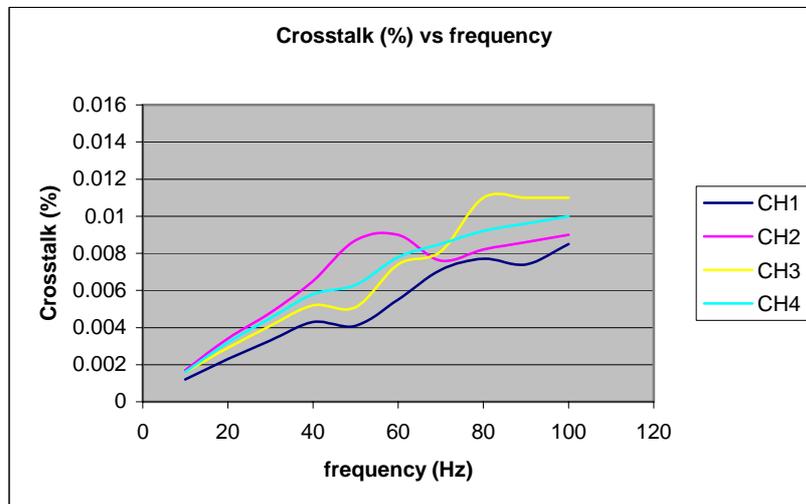


Figura 5.22: Nivel de diafonía (%) en el ancho de banda del sistema

En este punto del trabajo, se ha optado por la optimización de la relación señal-ruido junto con otros parámetros fundamentales como Número Efectivo de Bits (ENOB) y Rango Dinámico (DR), por lo que la caracterización adicional de parámetros como error aleatorio de la base de tiempo solamente se ha realizado para el sistema final, donde las prestaciones del sistema de registro y almacenamiento de datos son apropiados para la adquisición de señales sísmicas.

5.2.2- Resultados de caracterización de la versión 3 del sistema de registro y almacenamiento de datos

Como se ha explicado detalladamente en la sección 3.4 del capítulo 3, con el objetivo de optimizar las prestaciones del sistema de registro y almacenamiento de datos, en esta versión del sistema se han utilizado amplificadores de entrada-salida diferencial para aislar la señal de entrada de los diferentes caminos de ruido, se han separado los planos de alimentación y referencia para mejorar el desacoplo de las señales y se han separado las señales digitales de la parte de entrada para minimizar las emisiones electromagnéticas hacia la entrada analógica. Para obtener las características del nuevo

diseño y compararlo con la versión 2 del sistema, se han llevado a cabo los tests de caracterización explicados en detalle en el capítulo 4. Hay que recordar que para esta versión del sistema, las señales aplicadas a la entrada del sistema son de tipo diferencial. A lo largo de los próximos apartados, se exponen los resultados de las pruebas realizadas para cuantificar las características de la versión 3 del sistema de adquisición.

5.2.2.1- Resultados del DFT test

Los resultados de la caracterización de los parámetros definidos en el DFT test están agrupados en esta sección. Tanto el procedimiento de test como los parámetros que caracterizan esta prueba vienen definidos en el apartado 4.4.3. Las condiciones de test y los resultados de cada parámetro vienen comentados en cada sección dedicada al parámetro bajo estudio.

- **THD (harmonics+noise):** la distorsión armónica debida a los armónicos de la señal de entrada y el ruido de fondo del sistema está definida por este parámetro. Las expresiones utilizadas para calcular este parámetro en (%) y (dB) son (4.15) y (4.16). Para evaluar este parámetro, se aplica una señal sinusoidal con amplitud igual al fondo de escala del sistema. En esta versión del sistema, esta amplitud es 5 Vpp. La frecuencia de muestreo utilizada es 250 sps y el número de muestras recogidas por canal es 4096. Las figuras 5.23 y 5.24 muestran los resultados de este parámetro en (%) y (dB) respectivamente. En estas figuras se observa que el canal 1 de adquisición presenta una distorsión armónica algo mayor que el resto de los canales. Este hecho es debido a que el canal 1 muestra un nivel ruido de fondo algo mayor que el resto de los canales. En el apartado 5.2.2.4 se comprobará que este canal presenta un mayor valor de jitter en la señal de reloj del convertidor ADC que el resto, lo que aumenta su nivel de ruido (Souders *et al.* 1990). En esta versión del sistema, no existe una distorsión excesiva de la señal a amplitudes grandes por lo que las prestaciones de distorsión del sistema han mejorado de forma significativa. Comparando las figuras 5.24 con 5.2, se observa que existe una mejoría de casi 75 dB para todos los canales respecto a la versión anterior del sistema.

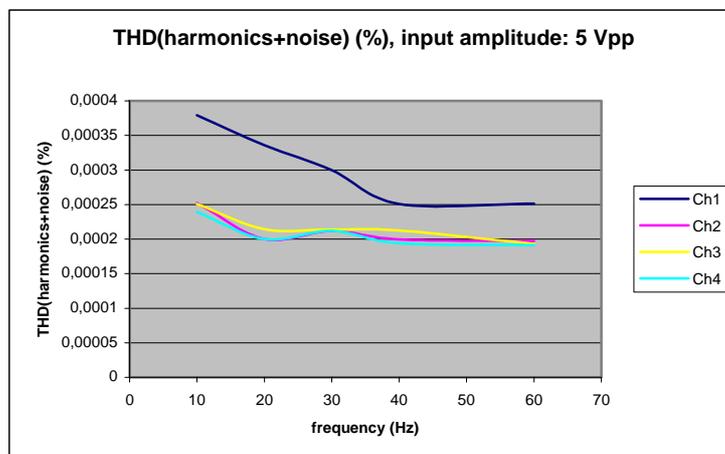


Figura 5.23: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

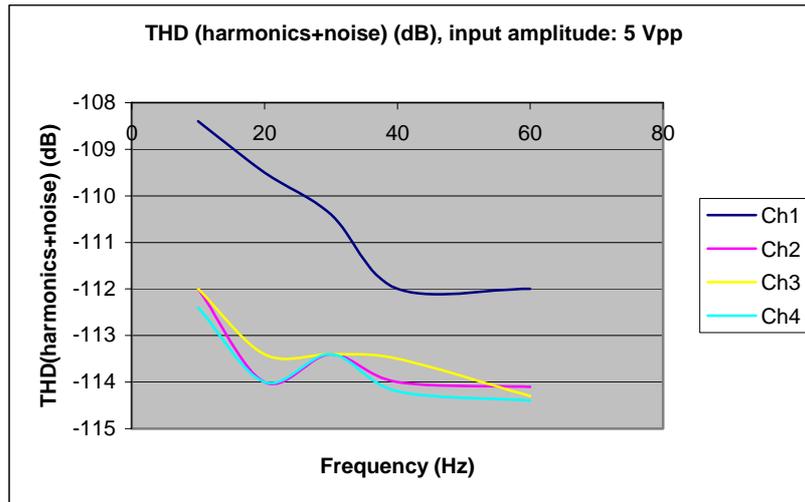


Figura 5.24: Distorsión armónica total debido al ruido y los armónicos (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **THD:** la distorsión armónica total (THD) del sistema está definida por este parámetro. Se calcula el valor del THD en (dB) y (%) mediante las expresiones (4.15) y (4.16). La amplitud de señal sinusoidal aplicada a la entrada del sistema es 5 Vpp (fondo de escala), la frecuencia de muestreo es 250 sps y el número de muestras recogidas por canal es 4096. Las figuras 5.25 y 5.26 muestran los resultados obtenidos en (%) y (dB) para este parámetro en todo el ancho de banda del sistema. Se puede observar que la distorsión armónica disminuye con la frecuencia de la señal de entrada. Este hecho es debido a que el número de armónicos que caen dentro del ancho de banda del sistema disminuye cuando aumenta la frecuencia de la señal de entrada. Además, la figura 5.26 muestra que todos los canales presentan una distorsión armónica 6 dB menor que la distorsión típica del convertidor ADC CS5372 (-118 típico). Las optimizaciones realizadas en el diseño de esta versión del sistema junto con la utilización de un generador de señal de bajo ruido y distorsión son los factores más influyentes en la obtención de este resultado. Comparando los resultados de cada versión del sistema, se puede observar que la distorsión de la segunda versión está 50 dB por debajo de su versión anterior. Este resultado es principalmente debido a que en el nuevo diseño no existe una distorsión excesiva de la señal a amplitudes grandes de la señal de entrada. En la primera versión del sistema, esta distorsión estaba relacionada con el acoplamiento de señales digitales a la parte de entrada.

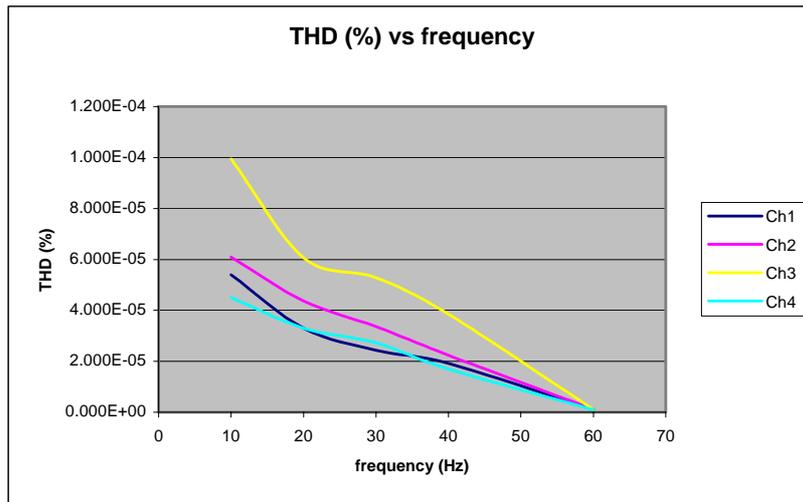


Figura 5.25: Distorsión harmónica total (%), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

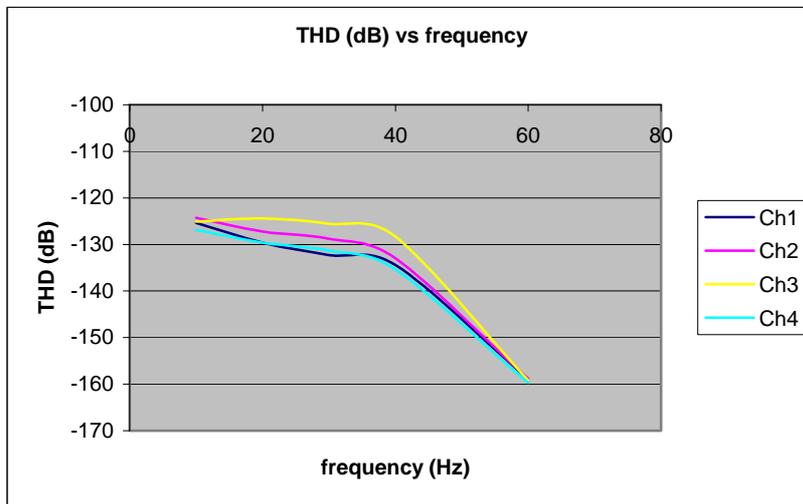


Figura 5.26: Distorsión harmónica total (dB), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **SINAD:** como se ha explicado en el apartado 4.4.3, este parámetro define la relación entre el nivel de la señal de entrada y el ruido junto con los armónicos. La expresión que se ha utilizado para calcular este parámetro es (4.21). La amplitud de la señal de entrada es el fondo de escala (5 Vpp), la frecuencia de muestreo es 250 sps y el número de muestras recogidas por canal es 4096. La figura 5.27 muestra la evolución del parámetro SINAD (dB) en el ancho de banda del sistema. Se puede observar que el canal 1 presenta un valor de SINAD algo menor (4 dB) que el resto de los canales para frecuencias de la señal de entrada por debajo de 40 Hz. Las figuras 5.25 y 5.26 han demostrado que el canal 1 provoca una distorsión similar que los canales restantes pero en las figuras 5.23 y 5.24, este canal presenta peores características de THD (harmonics+noise) por lo que se puede atribuir esta diferencia en el valor de SINAD, al mayor nivel de ruido de fondo presente en el canal 1. En todo caso, la relación señal-ruido y distorsión ha mejorado en 70 dB para el canal 1 y en 80 dB para el resto de los canales respecto al diseño anterior del sistema.

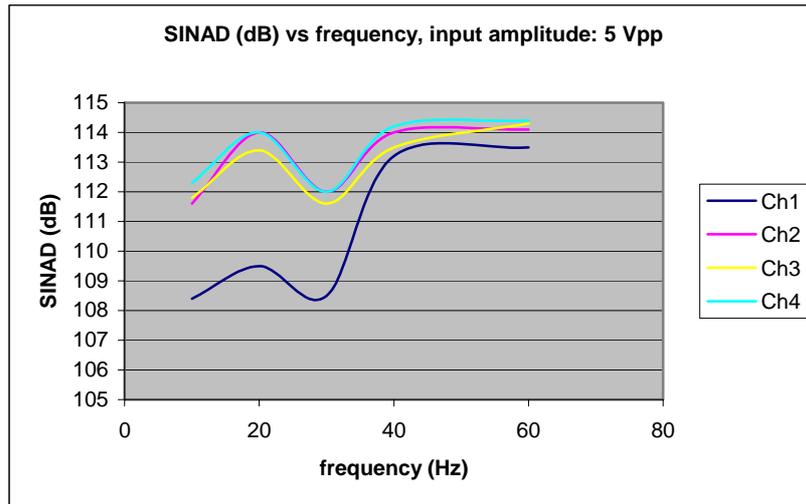


Figura 5.27: Relación señal-ruido y distorsión (dB), amplitud de la señal de entrada: 5 Vpp, frecuencia de muestreo: 250 sps

- **Total Noise:** el ruido total del sistema está definido como el ruido de fondo del sistema integrado en un ancho de banda equivalente de 1 Hz. Para calcular este parámetro, se ha utilizado la expresión (4.25). Se han aplicado las siguientes amplitudes diferenciales a la entrada del sistema: 20 μ Vpp, 100 μ Vpp, 1 mVpp, 1 Vpp, 3 Vpp y 5 Vpp. La frecuencia de muestreo es 250 sps y el número de muestras registradas por canal es 4096. La figura 5.28 muestra los resultados obtenidos para este parámetro del sistema:

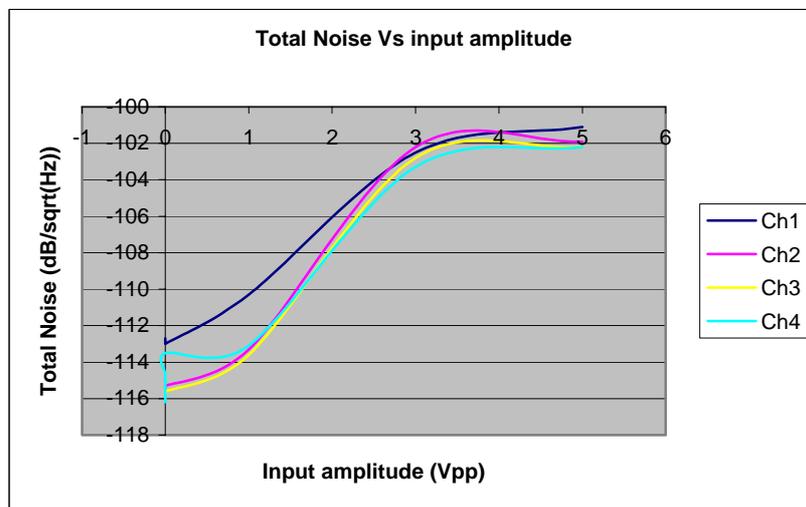


Figura 5.28: Ruido total del sistema (dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$), respecto la amplitud de la señal de entrada

El aumento del ruido total con la amplitud de la señal de entrada es de esperar ya que el ruido acoplado al sistema desde el generador de señal aumenta con la amplitud. Comparando las figuras 5.6 y 5.28, se puede observar que a amplitudes bajas (10 μ Vpp unipolar para la versión 2 y 20 μ Vpp diferencial para la versión 3) el nuevo diseño tiene un ruido total casi 20 dB menor que la versión anterior. A amplitudes grandes (3.5 Vpp unipolar para la versión 2 y 5

Vpp diferencial para la versión 3) esta diferencia aumenta hasta 42 dB aproximadamente, ya que las características de distorsión del nuevo diseño han mejorado de forma considerable. Además se observa que el canal 1 presenta un ruido total algo mayor que el resto de los canales.

- **RMS noise:** este parámetro define el valor RMS de ruido de fondo del sistema bajo estudio distribuido en su ancho de banda, que está definido por la frecuencia de muestreo configurado. En este caso, la frecuencia de muestreo es 250 sps por lo que el ancho de banda está definido como 100 Hz. Se ha estudiado el comportamiento del ruido de fondo tanto en V como dB, a diferentes amplitudes diferenciales de la señal de entrada: 20 μ Vpp, 100 μ Vpp, 1 mVpp, 1 Vpp, 3 Vpp y 5 Vpp. Se ha utilizado la expresión (4.24) para calcular el valor de este parámetro en V. Las figuras 5.29 y 5.30 muestran los resultados de este parámetro en V y dB respectivamente:

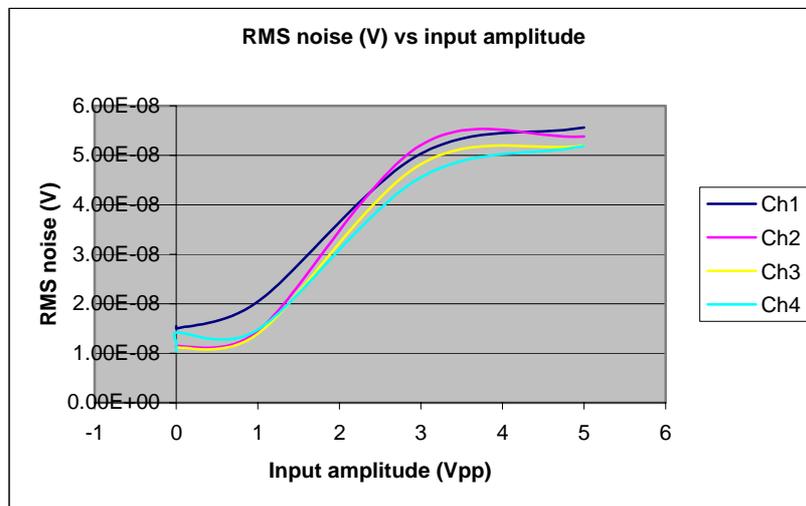


Figura 5.29: Nivel de ruido de fondo (V) respecto la amplitud de la señal de entrada

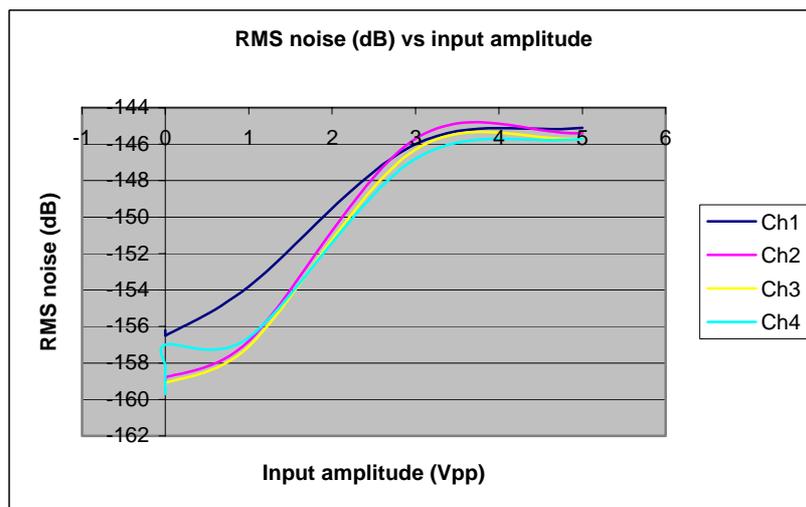


Figura 5.30: Nivel de ruido de fondo (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada

Como en el caso de ruido total, el valor RMS del ruido de fondo aumenta con la amplitud de la señal de entrada debido al ruido acoplado desde el generador de señal. Comparando estos resultados con los representados en las figuras 5.7 y 5.8, se observa que para amplitudes mínimas de entrada ($10\ \mu\text{Vpp}$ unipolar para la versión 2 y $20\ \mu\text{Vpp}$ diferencial para la versión 3), la versión 2 presenta $100\ \text{nV}$ de ruido de fondo, mientras el valor de este parámetro para el nuevo diseño es $10\ \text{nV}$, por tanto las optimizaciones realizadas han reducido el nivel de ruido en un factor de 10. Para amplitudes grandes ($3.5\ \text{Vpp}$ unipolar para la versión 2 y $5\ \text{Vpp}$ diferencial para la versión 3) este factor aumenta aun más. El sistema anterior tiene un nivel de ruido de fondo de $26\ \mu\text{V}$ debido a la distorsión de la señal, mientras este valor para el nuevo diseño es $53\ \text{nV}$ aproximadamente.

- **SNR:** para determinar la relación señal-ruido del sistema en función de la amplitud de la señal de entrada, se han aplicado señales diferenciales de amplitud: $20\ \mu\text{Vpp}$, $100\ \mu\text{Vpp}$, $1\ \text{mVpp}$, $1\ \text{Vpp}$, $3\ \text{Vpp}$ y $5\ \text{Vpp}$, se ha calculado este parámetro mediante la expresión (4.27) en cada caso. La frecuencia de la señal de entrada es $10\ \text{Hz}$, la frecuencia de muestreo empleada es $250\ \text{sps}$ y el número de muestras recogidas por canal es 4096 . La figura 5.31 representa el resultado de la relación señal-ruido en función de la amplitud de entrada:

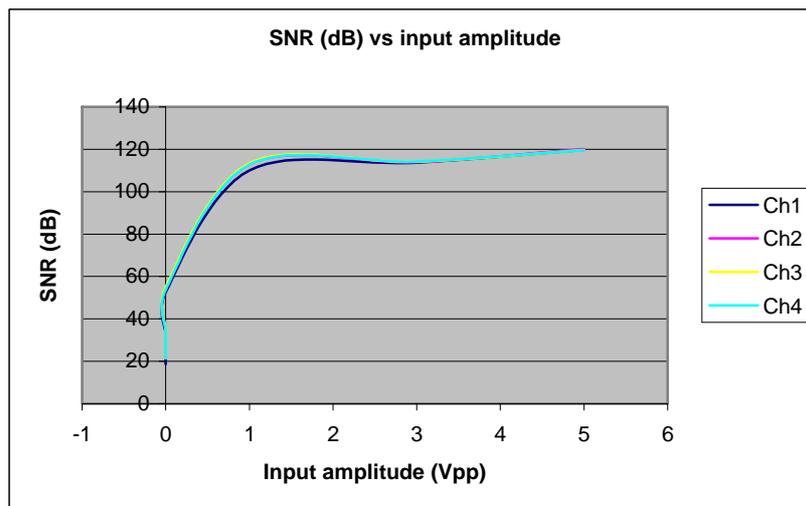


Figura 5.31: Relación señal-ruido (dB) respecto la amplitud de la señal de entrada, la frecuencia de la señal de entrada es $10\ \text{Hz}$

La relación señal-ruido del canal 1 está algo por debajo del resto de los canales. Este comportamiento es de esperar ya que el canal 1 presenta un nivel mayor de ruido que los otros canales (figuras 5.28, 5.29 y 5.30). Observando los valores de SNR (dB) para el diseño anterior (figura 5.11), se puede decir que a amplitudes pequeñas ($10\ \mu\text{Vpp}$ unipolar para la versión 2 y $20\ \mu\text{Vpp}$ diferencial para la versión 3), la relación señal-ruido de la versión 2 del sistema está alrededor de $0\ \text{dB}$ (sin detección de la señal) mientras el nuevo sistema presenta $21\ \text{dB}$ para el mismo parámetro. A amplitudes máximas ($3.5\ \text{Vpp}$ unipolar para la versión 2 y $5\ \text{Vpp}$ diferencial para la versión 3), la diferencia aumenta hasta $55\ \text{dB}$ aproximadamente. En el diseño anterior, la distorsión de la señal a

amplitudes grandes limita de forma significativa las prestaciones del sistema. Para conocer la relación señal-ruido del sistema en todo el ancho de banda del sistema, se ha aplicado una señal diferencial de amplitud $20 \mu\text{Vpp}$ a la entrada, la situación en la que el sismómetro de fondo marino trabaja a grandes profundidades y la fuente artificial se encuentra a decenas de km. En la figura 5.32 se puede observar el valor de la relación señal-ruido en todo el ancho de banda:

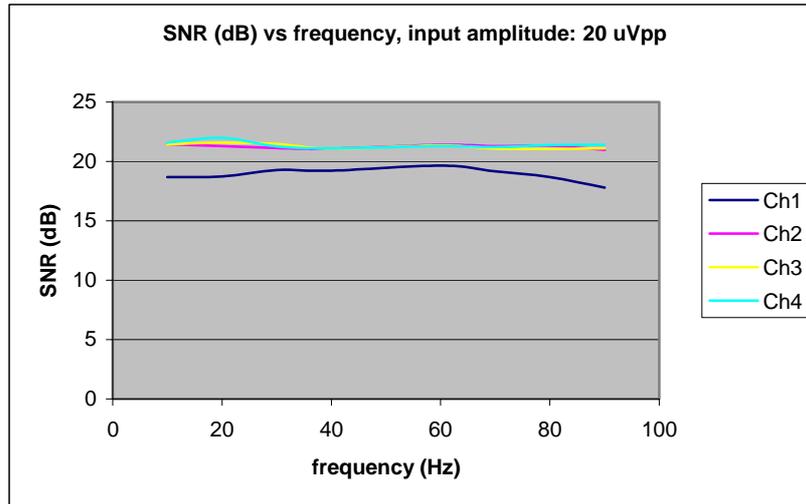


Figura 5.32: Relación señal-ruido (dB) en el ancho de banda del sistema. Amplitud de la señal de entrada: $20 \mu\text{Vpp}$

Se puede comprobar que la relación señal-ruido se mantiene constante en todo el ancho de banda del sistema diseñado. Por otra parte, el canal 1 presenta un nivel de ruido mayor que los otros canales en todo el ancho de banda, y por tanto menor relación señal-ruido.

- **ENOB:** para calcular la resolución real del sistema en el ancho de banda del sistema, se ha aplicado la señal mínima de entrada ($20 \mu\text{Vpp}$ diferencial), cuando la distancia entre el sismómetro marino y la fuente artificial es máxima, y se ha calculado el valor del ENOB mediante la expresión (4.22). La frecuencia de muestreo utilizada es 250 sps y el número de muestras por canal es 4096. La figura 5.33 muestra los resultados obtenidos para ENOB, uno de los parámetros más importantes a caracterizar. Se observa que los canales 2, 3 y 4 presentan 21.5 bits en todo el ancho de banda, mientras el canal 1 presenta 21.1 bits aproximadamente ya que dispone de mayor nivel de ruido (figuras 5.28, 5.29 y 5.30). Comparando este resultado con los obtenidos para el diseño anterior (figura 5.13), existe un aumento en la resolución real del sistema de 3 bits aproximadamente. Las optimizaciones realizadas han reducido el nivel de ruido del sistema aumentando su resolución hasta 21.5 bits.

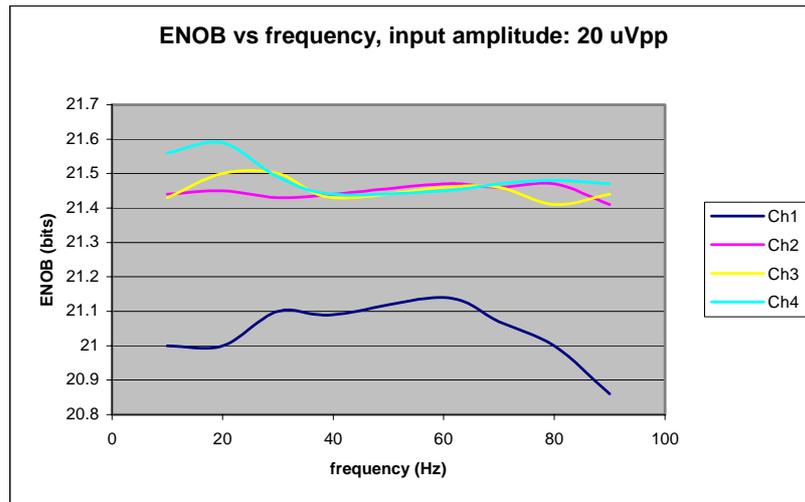


Figura 5.33: Número efectivo de bits respecto la frecuencia de la señal de entrada. Amplitud de la señal de entrada: 20 μ Vpp

Para determinar la resolución del sistema en función de la amplitud de la señal de entrada, se han aplicado señales diferenciales con amplitud: 20 μ Vpp, 100 μ Vpp y 1 mVpp con una frecuencia de 10 Hz. De esta forma la aportación de ruido por parte del generador es todavía reducida. Los resultados obtenidos de esta prueba se recogen en la figura 5.34.

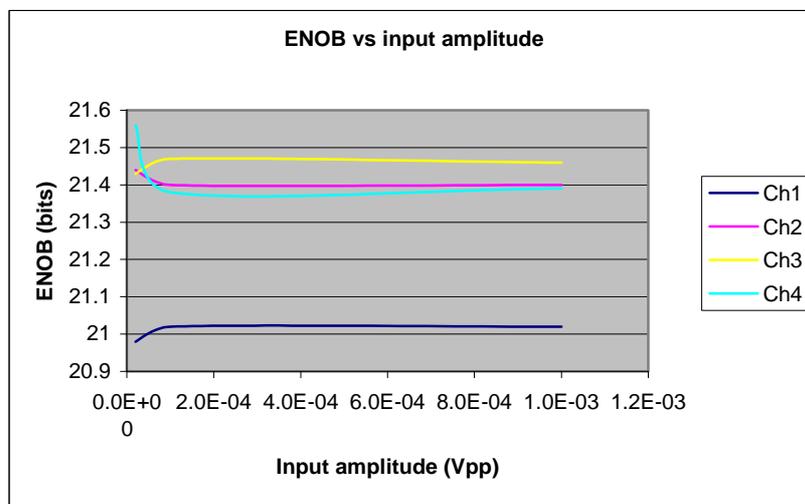


Figura 5.34: Número efectivo de bits respecto la amplitud de la señal de entrada. La frecuencia de la señal de entrada: 10 Hz

Se puede comprobar que el valor de ENOB se mantiene constante para estas amplitudes de la señal de entrada en todos los canales. Comparando estos resultados con los obtenidos en la versión 2 (figura 5.14), se puede observar que inmunidad frente al ruido del sensor ha mejorado de forma considerable.

- **DR:** para calcular este parámetro en todo el ancho de banda del sistema sin la influencia del ruido acoplado desde el generador de señales, se han aplicado

señales sinusoidales de amplitud mínima ($20 \mu\text{Vpp}$), mientras el rango de entrada máxima (5Vpp) ha sido fijado por software. La expresión utilizada para el cálculo del rango dinámico es (4.28). La frecuencia de muestreo empleada en la adquisición es 250 sps y el número de muestras registradas por canal es 4096. La figura 5.35 recoge los resultados obtenidos para el rango dinámico del sistema:

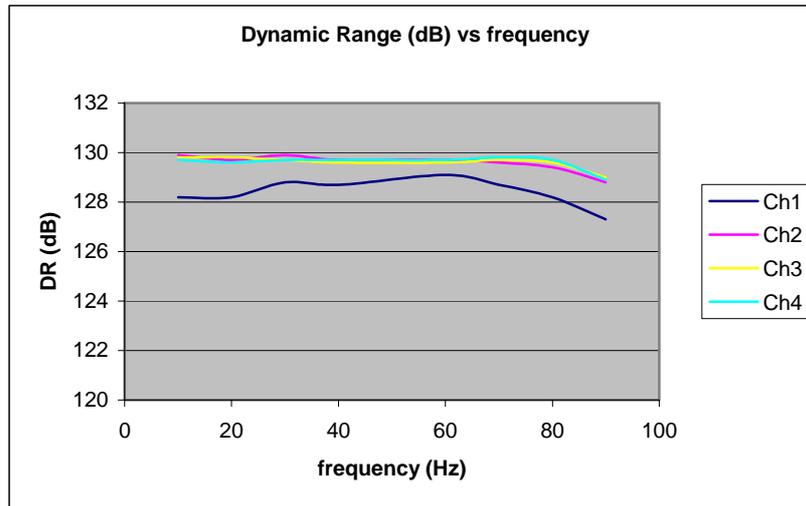


Figura 5.35: Rango dinámico (dB) en el ancho de banda del sistema

El rango dinámico de los canales 2, 3 y 4 se sitúa en 129 dB aproximadamente mientras su valor para el canal 1 es 128 dB en todo el ancho de banda. Esta diferencia es debida al mayor nivel de ruido presente en el canal 1. En el apartado 5.2.2.4 se comprobará que este canal presenta un valor de jitter mayor que el resto, lo que significa un mayor nivel de ruido de fondo (Souders *et al.* 1990). Hay que destacar que el reducido nivel de ruido del sistema hace que el rango dinámico sea casi igual que el del convertidor CS5372. En todo caso, existe un aumento de casi 20 dB en el rango dinámico en el nuevo diseño respecto su versión anterior (figura 5.15).

5.2.2.2- Resultados del Random noise test

Para cuantificar el ruido aleatorio de la nueva versión del sistema de registro y almacenamiento de datos, se ha seguido el procedimiento de test correspondiente a este test en el apartado 4.4.5. La expresión utilizada para calcular este parámetro es (4.30). Para determinar la dependencia del ruido aleatorio con la frecuencia de muestreo configurado, se ha realizado este test para las frecuencias de muestreo disponibles para este diseño: 125 sps, 250 sps, 500 sps y 1000 sps. Para cada frecuencia de muestreo, el número de muestras recogidas para cada canal es 4096. Las figuras 5.36 y 5.37 muestran los resultados de esta prueba en V y en LSB respectivamente. Se puede observar que el ruido aleatorio es mínimo (1.2 LSB) para la frecuencia de muestreo 250 sps. Comparando estos valores con los recogidos en las figuras 5.16 y 5.17, se puede comprobar que en el nuevo diseño, a 125 sps, el ruido aleatorio se ha reducido a la mitad (2 LSB), a 250 sps a una sexta parte (1 LSB) y a 500 sps algo más que

una tercera parte (2 LSB). Para 1000 sps, una frecuencia de muestreo nueva disponible en el nuevo diseño, el valor del ruido aleatorio es de 3 LSBs aproximadamente. En esta versión del sistema, a 250 sps, el ruido aleatorio no es predominante respecto otras fuentes de ruido.

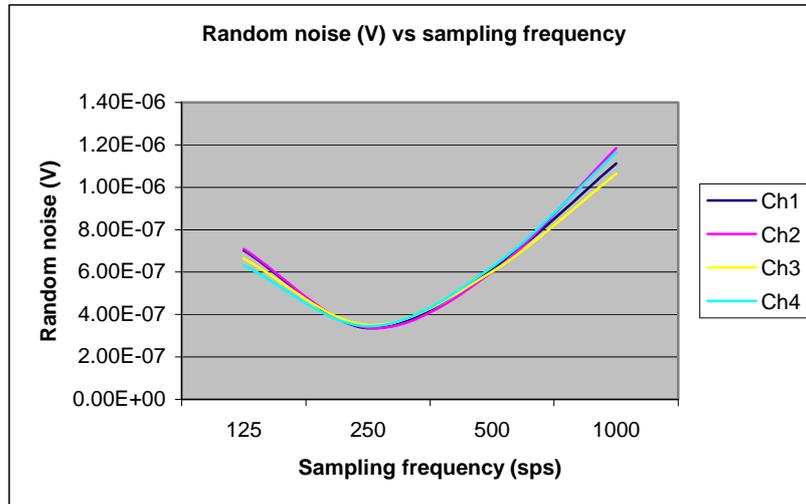


Figura 5.36: Ruido aleatorio del sistema (V) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados

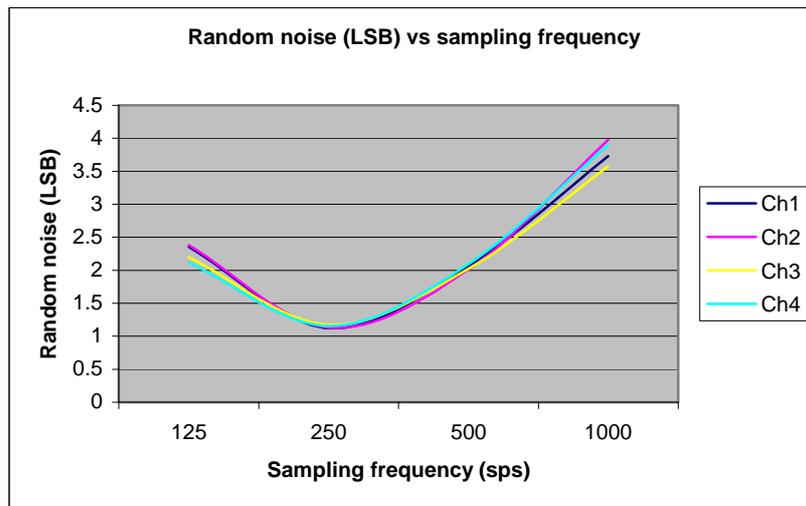


Figura 5.37: Ruido aleatorio del sistema (LSB) en función de la frecuencia de muestreo con cuatro canales de entrada habilitados

Para determinar la dependencia del ruido aleatorio con el número de canales de adquisición activos, se ha realizado esta prueba para 1, 2, 3, y 4 canales activos. La frecuencia de muestreo empleado para esta prueba es 250 sps. Los resultados de esta prueba representados en V y LSB vienen agrupados en las figuras 5.38 y 5.39 respectivamente. Se puede comprobar que el ruido aleatorio generado es 1.06 LSB para un solo canal activo hasta 1.14 LSB para los cuatro canales activos. Este aumento en el ruido aleatorio es de esperar ya que más componentes electrónicos se ponen en funcionamiento cuando aumenta el número de canales activos, generando más ruido electrónico en el sistema.

Para determinar la incertidumbre en las medidas de número efectivo de bits relacionado con el ruido aleatorio, en función de los canales activos, se ha empleado la expresión (4.35) donde el número de muestras recogida para cada canal M , es 4096. La figura 5.40 muestra el valor del ENOB y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%.

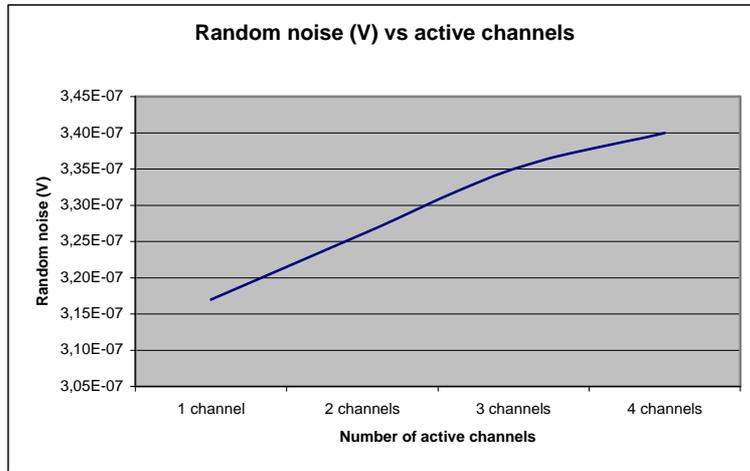


Figura 5.38: Ruido aleatorio (V) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps

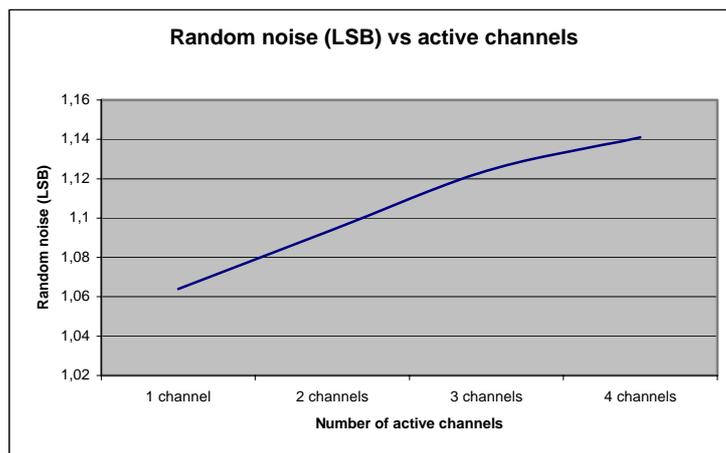


Figura 5.39: Ruido aleatorio (LSB) en función de los canales de adquisición habilitados. La frecuencia de muestreo es 250 sps

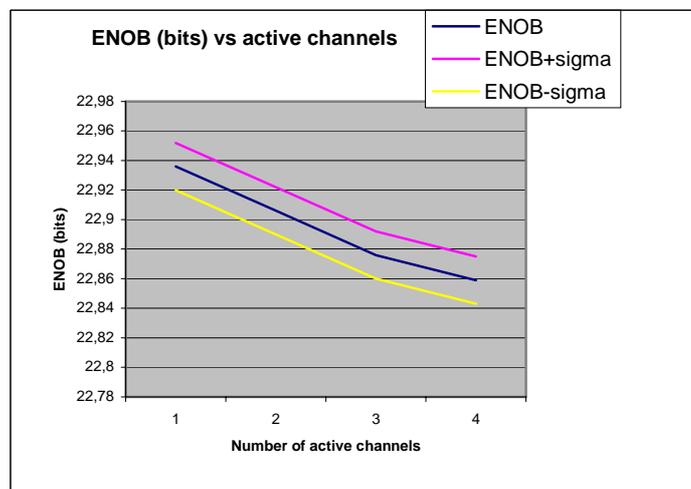


Figura 5.40: Número efectivo de bits debido al ruido aleatorio y sus límites superior e inferior con un nivel de confianza de 95%. El número de muestras recogidas por canal es 4096

La figura 5.40 muestra que existe una incertidumbre extendida (2σ) de 0.032 bits en la estimación del ENOB. Por tanto, el aumento del ruido aleatorio con el número de canales activos no se debe a la incertidumbre en su estimación, sino a la existencia de un mayor nivel de ruido.

5.2.2.3- Resultados del crosstalk test

Los resultados de este test cuantifican el nivel de señal acoplado entre canales en la adquisición de una señal concreta. El procedimiento de test seguido para caracterizar este parámetro viene dado en la sección 4.4.6 y las expresiones utilizadas para calcular el crosstalk (diafonía) en (dB) y (%) son (4.42) y (4.43) respectivamente. La amplitud de la señal sinusoidal de entrada es 5 Vpp, la frecuencia de muestreo empleado es 250 sps y el número de muestras recogidas por canal es 4096. Las figuras 5.41 y 5.42 muestran los resultados del crosstalk en dB y % respectivamente.

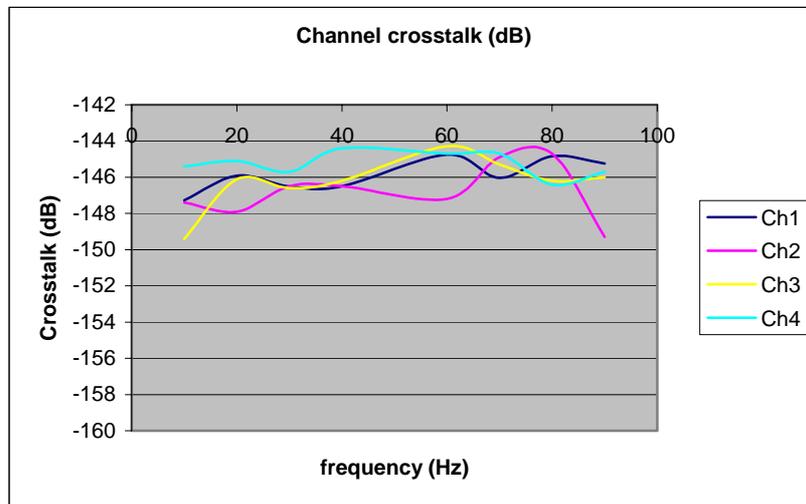


Figura 5.41: Nivel de crosstalk (dB) en el ancho de banda del sistema

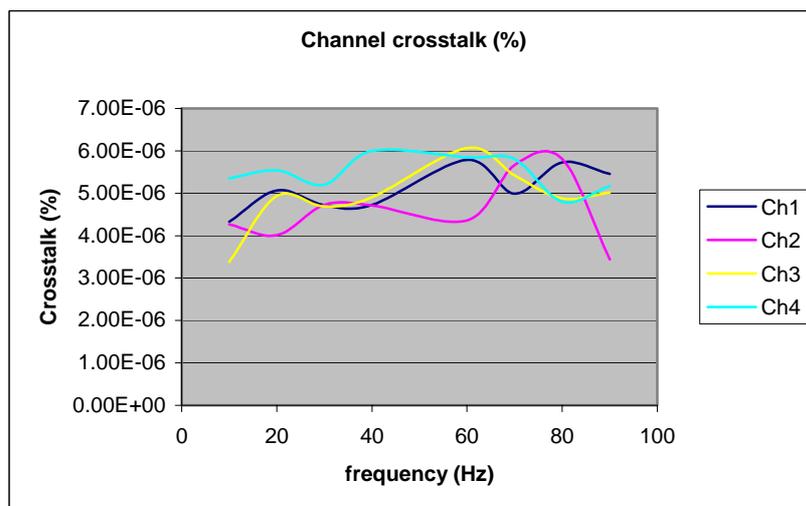


Figura 5.42: Nivel de crosstalk (%) en el ancho de banda del sistema

Se puede comprobar que el nivel de acoplamiento entre canales se mantiene constante en todo el ancho de banda del sistema y es prácticamente igual para todos los canales de adquisición. Comparando estos valores con los del convertidor ADC CS5372 (-120 dB), se observa que el nivel de crosstalk del sistema (-146 dB) está muy por debajo de este valor. Este hecho es debido a que el fabricante proporciona el peor caso de acoplamiento entre canales lo que se demuestra que las condiciones de test están lejos del peor caso. Por otra parte, respecto el diseño anterior del sistema (figura 5.21), en el peor caso existe una mejoría de casi 66 dB (0.001995 %) en el acoplamiento de señal entre canales de adquisición.

Hasta este punto del trabajo realizado, los resultados obtenidos en la caracterización del nuevo sistema de registro y almacenamiento de datos han demostrado que las optimizaciones llevadas a cabo para mejorar sus prestaciones han dado fruto. El uso de elementos de entrada-salida diferencial, el diseño multi-capa del PCB, definición de planos de referencia y de alimentación, la separación de señales de alta frecuencia de la entrada analógica han contribuido en obtener un sistema de adquisición óptimo para la adquisición de señales sísmicas (Pazos, *et al.* 2004). El nivel de ruido del sistema diseñado proporciona una resolución de 21.5 bits y un rango dinámico de 129 dB. Los problemas de distorsión de la señal de entrada a amplitudes grandes han sido solucionados proporcionando una distorsión armónica total de -130 dB (6×10^{-5} %). El ruido aleatorio para la frecuencia de muestreo habitual 250 sps, se ha reducido en un factor 6 y el nivel de crosstalk ofrecido está por debajo del acoplamiento del convertidor ADC en el peor caso. Dados los antecedentes de sistemas de registro y almacenamiento de datos construidos para sismómetros de fondo marinos presentados en el capítulo 2, se considera el nuevo sistema diseñado, apropiado para ser empleado en el OBS bajo construcción. Por tanto, en los próximos apartados, se procede a la caracterización del error aleatorio (jitter) del clock del convertidor ADC.

5.2.2.4- Resultados del Jitter test

El error aleatorio presente en la señal de clock del convertidor ADC es un parámetro importante a caracterizar para el sistema de registro y almacenamiento de datos final (Sounders *et al.* 1990, Jenq *et al.* 1990, Da Dalt *et al.* 2002). En este apartado se presentan los resultados obtenidos siguiendo los procedimientos de test detallados en las secciones 4.4.7.1 (método 1) y 4.4.7.2 (método 2). Como conclusiones de estas pruebas se realiza una comparación entre los dos métodos de test de jitter incluidos en la norma IEEE Std-1057.

- 1) **Método 1:** para el cálculo de jitter según este método, es necesario determinar el error fijo en la base de tiempo del convertidor ADC. Para ello, se han aplicado señales de amplitud grande (2.25 V) de frecuencia 5 Hz y 90 Hz, y se han realizado adquisiciones de la señal de entrada mediante 14 registros de 1024 muestras cada uno, de forma que las fases del comienzo de cada registro son aleatorias. Se ha realizado un ajuste de curva a los datos recogidos y se han calculado los residuos del ajuste. La figura 5.43 muestra los residuos de la señal ajustada. Estos errores se convierten en unidades de tiempo dividiéndolos por la pendiente de la señal sinusoidal muestra por muestra. Una serie de conjuntos

de errores en tiempo son adquiridos y los errores fijos son calculados. La figura 5.43 muestra los residuos de la curva sinusoidal ajustada mientras la figura 5.44 muestra la representación de los errores fijos en la base de tiempo para la señal de entrada con frecuencia 90 Hz.

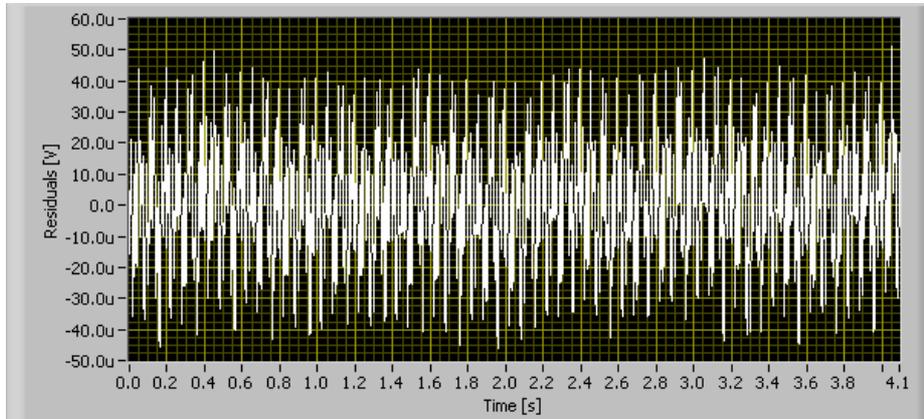


Figura 5.43: Representación de los residuos del ajuste de curva de uno de los, Registros, la frecuencia de la señal de entrada es 90 Hz

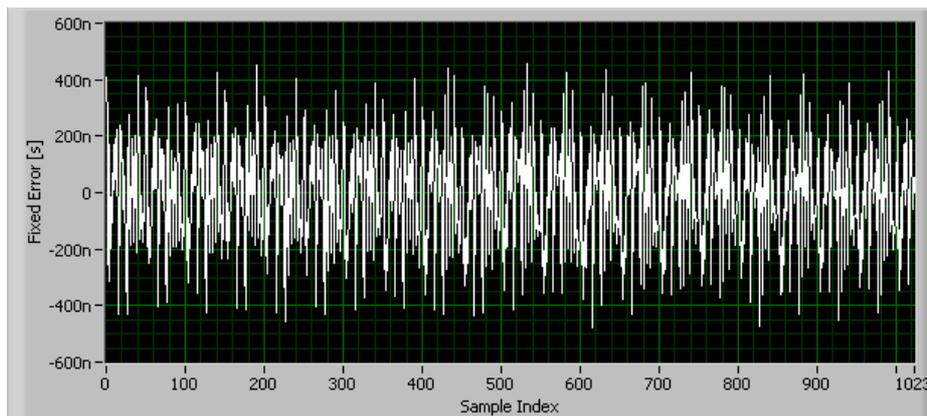


Figura 5.44: Representación de los errores fijos de la base de tiempo, la frecuencia de la señal de entrada es 90 Hz

Estas gráficas muestran que para este registro, el error máximo en el ajuste de la señal sinusoidal ha oscilado entre $\pm 40 \mu\text{V}$ lo que se traduce en un error fijo máximo en la base de tiempo de $\pm 400 \text{ ns}$ a lo largo de todo el registro. La tabla 5.1 agrupa los resultados del cálculo del error fijo para las señales de entrada de 5 Hz y 90 Hz. Para reducir la incertidumbre en la medida del error, se ha repetido el procedimiento 25 veces. El nivel de confianza de los resultados es 95% para las dos señales de entrada.

Frecuencia de entrada (Hz)	Canal 1 Error fijo (ns)	Canal 2 Error fijo (ns)	Canal 3 Error fijo (ns)	Canal 4 Error fijo (ns)
5	466.18±168.64	469.09±168.20	454.27±161.40	449.60±159.02
90	71.75±32.98	70.50±32.78	70.16±32.52	70.39±32.38

Tabla 5.1: Errores fijos en los instantes de muestreo del sistema de adquisición para señales sinusoidales de entrada de frecuencia 5 Hz y 90 Hz. El número de registros es 14 y el número de muestras por registro es 1024. La prueba ha sido repetida 25 veces para obtener un nivel de confianza de 95%

Los límites superior e inferior del jitter calculados según este método para cada canal del sistema vienen recogidos en la tabla 5.2:

Frecuencia de entrada (Hz)	Canal 1 Jitter (ns)	Canal 2 Jitter (ns)	Canal 3 Jitter (ns)	Canal 4 Jitter (ns)
5	533.36±35.92	547.63±38.3	530.44±40.00	527.39±39.38
90	101.67±11.92	102.05±11.90	101.25±11.80	101.59±11.86

Tabla 5.2: Los resultados de jitter del sistema de adquisición para señales sinusoidales de frecuencia 5 Hz y 90 Hz. El número de registros es 14 y el número de muestras por registro es 1024. La prueba ha sido repetida 25 veces para obtener un nivel de confianza de 95%

- 2) **Método 2:** Para calcular el valor de jitter según este método se utiliza el procedimiento detallado en la sección 4.4.7.2. Se han aplicado señales sinusoidales a la entrada del sistema con amplitud 2.25 V y frecuencia 5 Hz y 90 Hz. Las expresiones que determinan el valor del ruido aleatorio y el valor del jitter son (4.30) y (4.46) respectivamente. La tabla 5.3 agrupa los resultados del jitter obtenidos mediante este método de test:

Channel	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
Jitter (ns)	78.00±3.40	76.53±3.32	76.17±3.32	76.57±3.32

Tabla 5.3: Resultados de jitter según el método 2 incluido en la norma IEEE Std-1057

Se detecta que el canal 1 presenta un valor de jitter mayor, lo que causa un aumento del ruido de fondo en este canal. En la figura 5.33, se ha obtenido un valor de ENOB menor para el canal 1 siendo jitter su causa más importante. Los resultados del cálculo de jitter obtenidos mediante los dos métodos de test aplicados son muy diferentes. Hay que recordar que los dos métodos proporcionan una cota del jitter, ya que otros parámetros intervienen en la medida. En el método 1 los resultados están afectados por los siguientes errores:

- Errores fijos del convertidor ADC
- Distorsión armónica del generador de señal
- Ruido de cuantización
- Ruido aditivo

Sin la presencia de estos fenómenos en la medida, el valor del jitter estimado sería real. En la tabla 5.2 se puede observar que cuando aumenta la frecuencia de la señal de entrada, disminuye el jitter estimado. En este caso, lo que realmente se está midiendo es ruido de amplitud. Cuando aumenta la frecuencia, la derivada de la señal de entrada aumenta, pero más que el error de amplitud provocado por el jitter presente en la

señal de clock del convertidor ADC, y por tanto los residuos de la señal sinusoidal ajustada disminuyen. Por consiguiente en el método 1, el valor del jitter disminuye con el aumento de la frecuencia de la señal de entrada.

En el caso del método 2, los resultados están afectados por:

- Errores fijos del convertidor ADC
- Distorsión armónica del generador de señal

Tanto ruido de cuantización del convertidor como ruido aditivo, que provocan el error en amplitud, no afectan la estimación de jitter ya que no dependen de la frecuencia de la señal de entrada. La resta llevada a cabo en la expresión (4.46) para estimar el valor de jitter, elimina sus influencias. En el sistema de medida se ha utilizado el generador de señal de bajo ruido y distorsión, -110 dB para señales de baja frecuencia, que minimiza los efectos de distorsión armónica en la estimación del jitter. Por otro lado, el convertidor ADC CS5372 utilizado es de tipo Sigma-Delta que por su estructura interna posee buenas características de linealidad.

La norma IEEE Std-1057 indica que cuando se utiliza el método 1, se debe emplear la frecuencia de entrada máxima para minimizar los efectos de ruido de amplitud. En el sistema diseñado, el ancho de banda está definido como 40% de la frecuencia de muestreo, en este caso 100 Hz, no ha permitido utilizar frecuencias mayores a 90 Hz. Este hecho junto con un valor bajo de jitter esperado para este convertidor ADC, ha hecho imposible minimizar los efectos de ruido de amplitud. Por esta razón, para la estimación de jitter del sistema diseñado y en general, para sistemas con un ancho de banda reducido, el método 2 es más apropiado para la estimación de jitter. Cuando se utiliza el método 2, puede ocurrir que el valor de σ_1 obtenido sea más alto que el valor de σ_2 debido a la incertidumbre en la medida. Para reducir la incertidumbre en la medida, se debe aumentar el número de muestras recogidas.

5.3- Estimación de jitter según la norma IEEE Std-1057 Standard for Digitizing Waveform Recorders

La estimación de jitter en la señal de clock de los convertidores ADC se realiza tradicionalmente mediante uno de los métodos recomendados en la norma IEEE Std-1057. En el apartado anterior, se han comparado los resultados de los dos métodos para la estimación de jitter del sistema y se ha deducido que el método 2 propuesto por esta norma es más apropiado para el sistema diseñado. En esta sección, se estudia el bias inherente en el estimador dado por el método 2 (expresión (4.46)), proporcionando un nuevo estimador alternativo sin bias. Se presentan expresiones para la determinación de la precisión de una estimación en función del número de muestras recogidas, desviación estándar del ruido aditivo, desviación estándar del jitter y parámetros de la señal de entrada. Además se obtiene el número de muestras mínimo para garantizar un límite de jitter dado en la incertidumbre de la estimación, lo que es sumamente útil para optimizar la duración del test.

El jitter presente en los convertidores ADC es una variación aleatoria en los instantes de muestreo. En las aplicaciones donde la temporalización de la señal a muestrear es de gran importancia, la estimación de este parámetro recobra gran interés. La estructura interna del convertidor ADC CS5372 es tolerante a 300 ps de jitter en su señal de clock. La norma IEEE Std-1057 recomienda tres métodos para la estimación de jitter. Uno de ellos es apropiado para sistemas donde la señal de clock es accesible externamente. Los otros dos pueden ser empleados de forma general. Los tres métodos permiten la estimación de un límite superior del jitter presente ya que los resultados obtenidos incluyen otras no-idealidades como errores fijos del ADC, ruido de amplitud, ruido de cuantización y distorsión armónica de la señal de entrada. En el apartado anterior, se ha deducido que el segundo método propuesto es el más apropiado cuando el valor del ruido de cuantización o de amplitud presente es considerable, ya que este método no incluye su contribución en la estimación del jitter. En los apartados siguientes, se detallan el test de jitter según el método 2 de la norma y el estudio del bias de su estimador. Además, como consecuencia, se propone un estimador nuevo y finalmente se presentan las expresiones de cálculo del número mínimo de muestras requerido para garantizar un límite superior de la incertidumbre en la estimación.

5.3.1- Estudio del jitter test

El método 2 de cálculo de jitter según la norma IEEE Std-1057 está basado en el hecho de que la presencia de jitter en los instantes del muestreo se traduce en un aumento de ruido de amplitud de la señal muestreada que depende de la pendiente de la señal de entrada. Este método consiste en la aplicación de una señal sinusoidal con frecuencia baja f_a a la entrada del sistema:

$$y_a(t) = C + A \cos(2\pi f_a t + \phi) \quad (5.1)$$

Donde C , A y ϕ representan el offset, la amplitud y fase inicial de señal sinusoidal respectivamente. Se recoge un número de muestras M cuya tensión después del proceso de cuantización es:

$$z a_i = Q \cdot \text{round} \left\{ \frac{C + A \cos[2\pi f_a (t_i + \delta_i) + \phi] + n_i}{Q} \right\} \quad (5.2)$$

Donde Q representa el paso de cuantización. Inevitablemente las muestras están afectadas por ruido de amplitud n y jitter δ . Si q es el efecto del ruido aditivo, se puede escribir (5.2) como:

$$z a_i = C + A \cos[2\pi f_a (t_i + \delta_i) + \phi] + n_i + q_i \quad (5.3)$$

Se puede ajustar una señal sinusoidal a las muestras recogidas mediante método de mínimos cuadrados. Mediante los parámetros $(\widehat{C}_a, \widehat{A}_a \text{ and } \widehat{\phi}_a)$, se puede calcular los valores ideales de las muestras de tensión:

$$\widehat{y}a_i = \widehat{C}_a + \widehat{A}_a \cos(2\pi f_a t_i + \widehat{\varphi}_a) \quad (5.4)$$

El error *mse* (Mean Square Error) entre la tensión ideal de entrada y la tensión real es:

$$mse_a = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (za_i - \widehat{y}a_i)^2 \quad (5.5)$$

Por otra parte, el método también indica la aplicación de una señal sinusoidal de frecuencia mayor f_b . Análogamente, se puede expresar el error *mse* entre las muestras adquiridas y la curva sinusoidal ajustada como:

$$mse_b = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (zb_i - \widehat{y}b_i)^2 \quad (5.6)$$

Finalmente la desviación estándar del jitter se estima mediante:

$$\widehat{\sigma}_t = \frac{\sqrt{mse_b - mse_a}}{\sqrt{2\pi}f_b A} \quad (5.7)$$

La diferencia entre las dos frecuencias de la señal de entrada debe ser máxima para que los valores del mse_a y mse_b sean diferentes.

5.3.2- Estudio del bias del estimador

En este apartado se calcula el bias del estimador del método 2 recomendado en la norma IEEE Std-1057. Para conseguirlo, primero se debe determinar el bias de los errores mse_a y mse_b calculados anteriormente. De la expresión (5.5) se puede escribir que:

$$E\{mse_a\} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E\left\{\left(za_i - \widehat{y}a_i\right)^2\right\} \quad (5.8)$$

En el estudio consideramos que el error en la estimación de los parámetros de la señal sinusoidal en el ajuste de la curva es inapreciable y por tanto se sustituye $\widehat{y}a$ por y_a dado por la expresión (5.1). Introduciendo (5.3) en (5.8) se obtiene:

$$E\{mse_a\} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E\left\{A \cos\left[2\pi f_a (t_i + \delta_i) + \varphi\right] + n_i + q_i - A \cos(2\pi f_a t_i + \varphi)\right\}^2 \quad (5.9)$$

Utilizando la relación trigonométrica

$$\cos(a+b) = \cos(a)\cos(b) - \sin(a)\sin(b) \quad (5.10)$$

Y realizado las aproximaciones

$$\cos(a) \approx 1 \quad \text{y} \quad \sin(a) \approx a \quad \text{para} \quad a \ll 1 \quad (5.11)$$

La ecuación (5.9) puede expresarse como:

$$E\{mse_a\} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E\left\{\left[n_i + q_i - 2\pi f_a \delta_i A \sin(2\pi f_a t_i + \varphi)\right]^2\right\} \quad (5.12)$$

Desarrollando (5.12), se llega a la expresión:

$$E\{mse_a\} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E\left\{\begin{array}{l} n_i^2 + q_i^2 + 2n_i q_i + (2\pi f_a \delta_i A)^2 \sin^2(2\pi f_a t_i + \varphi) \\ -2(n_i + q_i)(2\pi f_a \delta_i A) \sin(2\pi f_a t_i + \varphi) \end{array}\right\} \quad (5.13)$$

En la ecuación (5.13) existen tres variables aleatorias que pueden ser descritas por:

$$\begin{aligned} E\{n_i\} &= 0 & E\{n_i^2\} &= \sigma_n^2 \\ E\{q_i\} &= 0 & E\{q_i^2\} &= \frac{Q^2}{12} \\ E\{\delta_i\} &= 0 & E\{\delta_i^2\} &= \sigma_\delta^2 \end{aligned} \quad (5.14)$$

Utilizando (5.14), la expresión (5.13) se simplifica en:

$$E\{mse_a\} \approx \sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} + (2\pi f_a \sigma_\delta A)^2 \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sin^2(2\pi f_a t_i + \varphi) \quad (5.15)$$

Esta simplificación tiene en cuenta que las variables n , q , δ son independientes. Además, si consideramos que se realiza una adquisición de un número entero de periodos de la señal de entrada y que el número de muestras es suficientemente alto, el sumatorio en la ecuación (5.15) se puede aproximar a:

$$\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sin^2(2\pi f_a t_i + \varphi) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2(\alpha) d\alpha = \frac{1}{2} \quad (5.16)$$

Sustituyendo en la expresión (5.15) obtenemos:

$$E\{mse_a\} \approx \sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} + 2(\pi f_a \sigma_\delta A)^2 \quad (5.17)$$

El mismo razonamiento se aplica a las muestras recogidas cuando la señal sinusoidal de entrada tiene una frecuencia mayor. En este caso:

$$E\{mse_b\} \approx \sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} + 2(\pi f_b \sigma_\delta A)^2 \quad (5.18)$$

Ahora, la expresión del estimador en (5.7) es:

$$E\{\hat{\sigma}_t\} \approx \frac{\sqrt{E\{mse_b\} - E\{mse_a\}}}{\sqrt{2\pi f_b A}} \quad (5.19)$$

Utilizando (5.17) y (5.18) tenemos:

$$E\{\hat{\sigma}_t\} \approx \frac{\sqrt{2(\pi f_b \sigma_t A)^2 - 2(\pi f_a \sigma_t A)^2}}{\sqrt{2\pi f_b A}} \quad (5.20)$$

Simplificando la expresión (5.20) tenemos:

$$E\{\hat{\sigma}_t\} \approx \sigma_t \sqrt{1 - \frac{f_a^2}{f_b^2}} \quad (5.21)$$

De (5.21), se observa que el estimador (5.7) tiene error ya que $E\{\hat{\sigma}_t\} \neq \sigma_t$. Para minimizar el error en la estimación, f_a debe ser mínimo y f_b debe ser máximo. Sólo en este caso, no existiría error en la estimación. En los sistemas donde el ancho de banda es reducido, como el sistema de registro y almacenamiento de datos construido, existe un error en la estimación del jitter ya que el reducido ancho de banda del sistema (100 Hz) no permite seleccionar una frecuencia suficientemente alta para que el error en la estimación del jitter sea inapreciable.

5.3.3- Nuevo estimador de jitter

Mediante el estudio del bias del estimador propuesto en el método 2 de la norma IEEE Std-1057 en el apartado anterior, se ha concluido en que este estimador no es apropiado para el cálculo de jitter en un sistema con ancho de banda reducido, donde la frecuencia de la señal sinusoidal de entrada no puede ser suficientemente alta. El valor esperado de este estimador viene dado por la ecuación (5.21). Utilizando esta información, se propone un nuevo estimador para el cálculo de jitter en este test:

$$\hat{\sigma}_t = \frac{\sqrt{mse_b - mse_a}}{\sqrt{2\pi A} \sqrt{f_b^2 - f_a^2}} \quad (5.22)$$

Si se seleccionan correctamente las frecuencias f_a y f_b , eso es cuando $f_b \gg f_a$, entonces, en práctica, la diferencia entre (5.22) y (5.7) es inapreciable. Sin embargo, la norma no debe recomendar una expresión que incluye errores en algunos casos, cuando existe otro estimador que contempla todos los casos. De las ecuaciones (5.22), (5.17) y (5.18) obtenemos:

$$E\{\hat{\sigma}_t\} = \frac{\sqrt{E\{mse_b\} - E\{mse_a\}}}{\sqrt{2\pi A} \sqrt{f_b^2 - f_a^2}} = \sigma_t \quad (5.23)$$

Lo que demuestra que el estimador (5.22) no tiene error. Para confirmar este hecho, se ha realizado una simulación de procedimiento Monte Carlo. Se ha realizado 1000 repeticiones para reducir la incertidumbre en la medida. La figura 5.45 muestra la esperanza del jitter calculado:

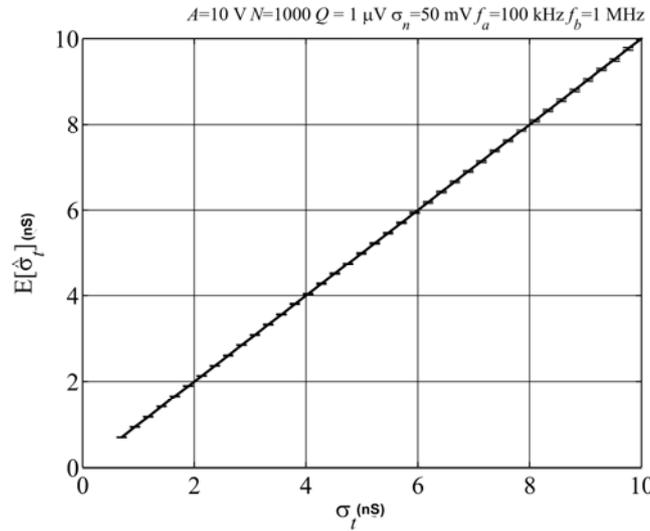


Figura 5.45: Esperanza de jitter en función de la desviación estándar de jitter. La línea sólida representa los valores obtenidos mediante (5.23) mientras las líneas horizontales representan el análisis de Monte Carlo

La gráfica (5.45) claramente confirma la validez de la expresión (5.23).

5.3.4- Incertidumbre de los estimadores de jitter

En este apartado, se estudia la incertidumbre de los estimadores (5.7) y (5.22). La precisión de las estimaciones está relacionada con la desviación estándar de la variable aleatoria $\hat{\sigma}_t$. Para calcularlo, se determina la varianza de mse_a y mse_b . De la ecuación (5.5) se obtiene:

$$VAR\{mse_a\} = \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M VAR\left\{\left(z a_i - \widehat{y a}_i\right)^2\right\} \tag{5.24}$$

Utilizando el mismo razonamiento que el apartado anterior, se puede escribir:

$$VAR\{mse_a\} = \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M VAR\left\{\begin{matrix} n_i^2 + q_i^2 + 2n_i q_i + (2\pi f_a \delta_i A)^2 \sin^2(2\pi f_a t_i + \varphi) \\ -2(n_i + q_i)(2\pi f_a \delta_i A) \sin(2\pi f_a t_i + \varphi) \end{matrix}\right\} \tag{5.25}$$

Teniendo en cuenta que n y δ son variables aleatorias normales con desviación estándar σ_n y σ_t respectivamente y q está uniformemente distribuida entre $-Q/2$ y $Q/2$, se puede escribir:

$$\begin{aligned}
\text{VAR}\{n_i^2\} &= 2\sigma_n^4 \\
\text{VAR}\{q_i^2\} &= \frac{Q^4}{180} \\
\text{VAR}\{\delta_i^2\} &= 2\sigma_i^4
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Teniendo en cuenta que las variables aleatorias son independientes, utilizando (5.26), (5.25) se convierte en:

$$\begin{aligned}
\text{VAR}\{mse_a\} &= \frac{2\sigma_n^4}{M} + \frac{Q^4}{180 \cdot M} \\
&+ 2\sigma_i^4 (2\pi f_a A)^4 \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M \sin^4(2\pi f_a t_i + \varphi) \\
&+ 4 \left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} \right) \sigma_i^2 (2\pi f_a A)^2 \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M \sin^2(2\pi f_a t_i + \varphi)
\end{aligned} \tag{5.27}$$

Otra vez se considera que se realiza una adquisición de un número entero de periodos de la señal de entrada y que el número de muestras recogidas es suficientemente alto para poder aproximar el primer sumatorio presente en (5.27) por:

$$\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sin^4(2\pi f_a t_i + \varphi) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin^4(\alpha) d\alpha = \frac{3}{8} \tag{5.28}$$

Introduciendo las expresiones (5.16) y (5.28) en (5.27) tenemos:

$$\text{VAR}\{mse_a\} = \frac{2\sigma_n^4}{M} + \frac{Q^4}{180M} + 2\sigma_i^4 (2\pi f_a A)^4 \frac{3}{8M} + 4 \left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} \right) \sigma_i^2 (2\pi f_a A)^2 \frac{1}{2M} \tag{5.29}$$

Para calcular la varianza de mse_b , se emplea el mismo razonamiento y se obtiene una expresión similar al (5.29) con f_b en vez de f_a :

$$\text{VAR}\{mse_b\} = \frac{2\sigma_n^4}{M} + \frac{Q^4}{180M} + 2\sigma_i^4 (2\pi f_b A)^4 \frac{3}{8M} + 4 \left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} \right) \sigma_i^2 (2\pi f_b A)^2 \frac{1}{2M} \tag{5.30}$$

El siguiente paso es el cálculo de la varianza de $\hat{\sigma}_t^2$ a partir de la varianzas de mse_a y mse_b . Utilizando la ecuación (5.22) tenemos:

$$\hat{\sigma}_t^2 = \frac{mse_b - mse_a}{(\sqrt{2}\pi A)^2 (f_b^2 - f_a^2)} \tag{5.31}$$

Ya que las variables aleatorias mse_a y mse_b son independientes, se puede escribir:

$$\text{VAR}\{\hat{\sigma}_t^2\} = \frac{\text{VAR}\{mse_b\} + \text{VAR}\{mse_a\}}{(\sqrt{2}\pi A)^4 (f_b^2 - f_a^2)^2} \tag{5.32}$$

Insertando las expresiones (5.29) y (5.30) en (5.32):

$$\text{VAR}\left\{\widehat{\sigma}_t^2\right\} = \frac{4\sigma_n^4 + \frac{Q^4}{90} + \frac{3}{4}\sigma_t^4(2\pi A)^4(f_a^4 + f_b^4)}{(\sqrt{2}\pi A)^4(f_b^2 - f_a^2)^2 M} + \frac{2\left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12}\right)\sigma_t^2(2\pi A)^2(f_a^2 + f_b^2)}{(\sqrt{2}\pi A)^4(f_b^2 - f_a^2)^2 M} \quad (5.33)$$

Finalmente se calcula la varianza $\widehat{\sigma}_t$ de $\widehat{\sigma}_t^2$ utilizando (Papoulis *et al.* 1991):

$$\sigma_y^2 \approx \left|g'(\mu_x)\right|^2 \sigma_x^2 \quad \text{donde } y = g(x) \quad (5.34)$$

Donde μ_x y σ_x son el valor medio y la varianza de x respectivamente. En este caso $y = \sqrt{x}$ y por tanto:

$$g'(\mu_x) = \frac{1}{2\sqrt{\mu_x}} \quad (5.35)$$

Combinando las expresiones (5.33), (5.34) y (5.35) donde $x = \widehat{\sigma}_t^2$ y $y = \widehat{\sigma}_t$ y utilizando (5.23) se obtiene:

$$\text{VAR}\left\{\widehat{\sigma}_t\right\} \approx \frac{\sigma_n^4 + \frac{Q^4}{90} + \frac{3}{16}\sigma_t^4(2\pi A)^4(f_a^4 + f_b^4)}{(\sqrt{2}\pi A)^4(f_b^2 - f_a^2)^2 M \sigma_t^2} + \frac{\frac{1}{2}\left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12}\right)\sigma_t^2(2\pi A)^2(f_a^2 + f_b^2)}{(\sqrt{2}\pi A)^4(f_b^2 - f_a^2)^2 M \sigma_t^2} \quad (5.36)$$

Se puede re-escribir esta expresión como:

$$\begin{aligned} \text{VAR}\left\{\widehat{\sigma}_t\right\} \approx & \frac{1}{M(\sqrt{2}\pi A)^4(f_b^2 - f_a^2)^2} \frac{\sigma_n^4 + \frac{Q^4}{90}}{\sigma_t^2} + \frac{12}{16M} \frac{(f_a^4 + f_b^4)}{(f_b^2 - f_a^2)^2} \sigma_t^2 \\ & + \frac{1}{2M\pi^2 A^2} \frac{(f_a^2 + f_b^2)}{(f_b^2 - f_a^2)^2} \left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12}\right) \end{aligned} \quad (5.37)$$

La ecuación (5.36) permite el cálculo de la varianza de la desviación estándar del jitter estimado mediante el estimador propuesto (5.22). En el caso de la aproximación $f_b \gg f_a$, el estimador propuesto es igual al estimador recomendado en la norma IEEE Std-1057 (5.7), cuya varianza se obtiene de la expresión (5.36):

$$\text{VAR}\left\{\widehat{\sigma}_t\right\}_{f_b \gg f_a} \approx \frac{\sigma_n^4 + \frac{Q^4}{90} + \frac{3}{16}\sigma_t^4(2\pi A)^4 f_b^4}{(\sqrt{2}\pi A)^4 f_b^4 M \sigma_t^2} + \frac{\frac{1}{2}\left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12}\right)\sigma_t^2(2\pi A)^2 f_b^2}{(\sqrt{2}\pi A)^4 f_b^4 M \sigma_t^2} \quad (5.38)$$

La figura 5.46 muestra la simulación del análisis de Monte Carlo para la determinación de la desviación estándar del nuevo estimador. Se ha repetido el análisis 1000 veces cuyos resultados están representados por líneas verticales:

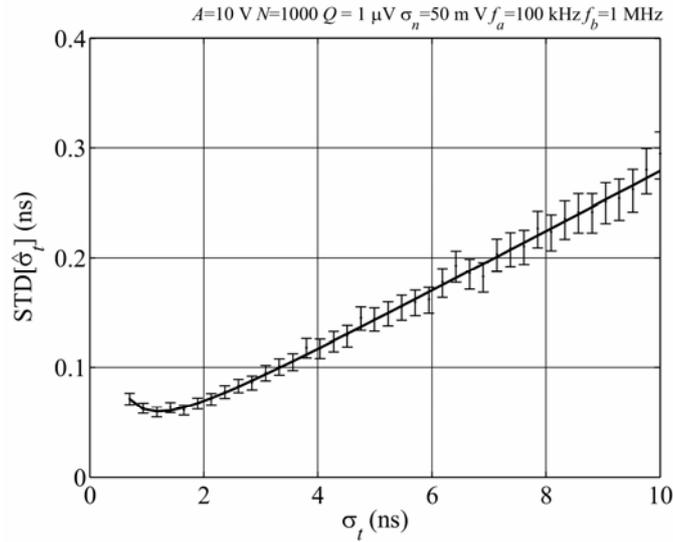


Figura 5.46: Desviación estándar del nuevo estimador de jitter en función de la desviación estándar de jitter. Las líneas verticales representan los resultados del análisis Monte Carlo

Se puede observar que la desviación estándar del nuevo estimador y la incertidumbre aumentan con el valor de jitter. La gráfica 5.46 confirma la validez de la ecuación (5.37) como desviación estándar del estimador dado por la expresión (5.22).

5.3.5- Número mínimo de muestras

Uno de los parámetros importantes a determinar cuando se realiza el test de jitter es el número de muestras a registrar. Existe un compromiso entre la duración del test y la incertidumbre en la estimación. Cuanto más alto sea el número de muestras M , menor será la incertidumbre del resultado. Utilizando la estadística utilizada para estimar el valor del jitter, se puede calcular el intervalo de confianza en el cual el valor de la desviación estándar del jitter medido está dentro de un nivel de confianza:

$$\hat{\sigma}_t - K_v \sqrt{\text{VAR}\{\hat{\sigma}_t\}} \leq \sigma_t \leq \hat{\sigma}_t + K_v \sqrt{\text{VAR}\{\hat{\sigma}_t\}} \tag{5.39}$$

Donde K_v es el factor de cobertura relacionado con un nivel de confianza v que depende de la distribución estadística del estimador. Para una variable con una distribución aleatoria, un nivel $K_v=2.58$ corresponde a nivel de confianza de 99%. Para tener un intervalo de confianza con una longitud media B_t :

$$\hat{\sigma}_t - B_t \leq \sigma_t \leq \hat{\sigma}_t + B_t \tag{5.40}$$

Se necesita tener:

$$K_v \cdot \sqrt{\text{VAR}\{\hat{\sigma}_i\}} \leq B_i \tag{5.41}$$

Introduciendo la ecuación (5.36) en (5.41) podemos deducir una expresión para el mínimo número de muestras requerido para conseguir un cierto límite en la incertidumbre de la estimación:

$$M \geq \frac{K_v}{B_i^2} \frac{\sigma_n^4 + \frac{Q^4}{90} + \frac{3}{16} \sigma_i^4 (2\pi A)^4 (f_a^4 + f_b^4) + \frac{1}{2} \left(\sigma_n^2 + \frac{Q^2}{12} \right) \sigma_i^2 (2\pi A)^2 (f_a^2 + f_b^2)}{(\sqrt{2}\pi A)^4 (f_b^2 - f_a^2)^2 \sigma_i^2} \tag{5.42}$$

Se ha analizado uno de los tests recomendados por la norma IEEE Std-1057 para la estimación de jitter de sistema de registro y almacenamiento de datos y convertidores ADC. Como conclusión, se ha demostrado que el estimador recomendado tiene error (5.21) cuando en el sistema bajo estudio no se puede cumplir la relación $f_b \gg f_a$. Por otra parte, se ha propuesto un estimador para todos los sistemas incluido en los que no se cumple la relación entre f_a y f_b . Además se ha deducido la expresión para determinar la incertidumbre en las estimaciones de jitter utilizando este método en presencia de ruido aditivo (5.36). Finalmente, se ha presentado una ecuación (5.42) para saber el número de muestras mínimo a registrar para conseguir un intervalo de confianza en la estimación. Esta última expresión es especialmente útil para optimizar la duración de test en la estimación de jitter. En este estudio se han realizado varias suposiciones que deben ser consideradas en los trabajos futuros. Por ejemplo, que sucede cuando no se realiza una adquisición de un número no entero de periodos de la señal de entrada. Por otra parte, se puede estudiar los efectos de la señal de entrada y los errores presentes en la frecuencia del clock del convertidor en la estimación del jitter. Finalmente el tipo de distribución de los estimadores presentados aquí debe ser verificado. Esta comprobación es importante ya que afecta directamente la selección del factor de cobertura y por consiguiente la incertidumbre expandida y el intervalo de confianza en la medida de jitter.

Si se utiliza el nuevo estimador de jitter para calcular este parámetro a partir de los datos recogidos mediante la aplicación del método 2 de la norma IEEE Std-1057, los valores obtenidos son los siguientes:

Canal	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
Jitter (ns)	78.12±3.40	76.64±3.32	76.28±3.32	76.68±3.32

Tabla 5.4: Valores de jitter obtenidos utilizando el nuevo estimador (5.22) a partir de los datos recogidos mediante la aplicación del método 2 de la norma IEEE Std-1057 para el cálculo de jitter

Como es de esperar, el reducido ancho de banda del sistema causa un aumento en el valor de jitter estimado. El nuevo estimador sin bias propuesto, supone una aportación clara a la norma IEEE Std-1057, ya que generaliza la estimación de jitter a todos los

sistemas de registro y almacenamiento de datos, y no sólo para los del ancho de banda extenso.

5.4- Resultados de la estabilidad y deriva de la base de tiempo, autonomía y capacidad de almacenamiento

La estabilidad de un cristal es una característica inherente del oscilador y define su capacidad de producir la misma frecuencia durante un intervalo de tiempo dado. No es un indicador de si esta frecuencia es correcta o no, sino su tendencia a mantenerse constante. Tal como se ha explicado en el apartado 4.5 de la memoria, para determinar la estabilidad y deriva de la base de tiempo del sistema, se han realizado medidas del intervalo de tiempo entre la salida del cristal TC-140 de Vectron, empleado como base de tiempo principal y la señal de salida PPS de una referencia GPS, concretamente la proporcionada por el equipo *XLi Time and Frequency System* de *Symmetricom*. El sistema de medida que mide el intervalo de tiempo viene dado en la figura 4.5 y el perfil de temperatura configurado es la siguiente:

- De +25 °C a -2 °C en dos horas: bajada del OBS al fondo marino.
- A -2 °C durante 108 horas: OBS reposando en el fondo marino.
- De -2 °C a +25 °C en dos horas: subida del OBS hacia la superficie.

El intervalo de medidas ha sido de 5 s y las expresiones que cuantifican la estabilidad del cristal y el nivel de confianza de la medida son (4.48) y (4.49) respectivamente. En este caso, el cristal TCXO utilizado presenta una estabilidad (desviación Allan) en las condiciones de temperatura de arriba de 2.873×10^{-11} con un nivel de confianza de 99.64%. Además, se ha realizado este cálculo para diferentes números de medidas. Los resultados de estas medidas vienen agrupados en la figura 5.47. Se puede comprobar que el valor de la desviación Allan decrementa con el periodo de promediado. Como se ha comentado en el apartado 4.5.1, promediando se puede eliminar algunos tipos de ruido, pero en algún punto, este hecho no mejora los resultados. Este punto cuantifica el *ruido de fondo (Noise Floor)* del cristal que en este caso se sitúa en 5120 s y tiene un valor de 7.967×10^{-12} . Esta gráfica ayuda a optimizar la duración del test para eliminar el ruido mediante el promediado de las muestras.

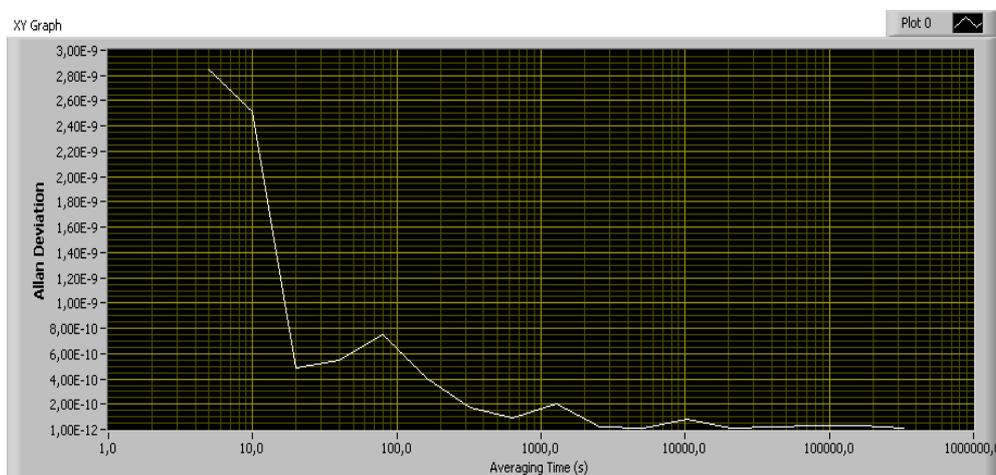


Figura 5.47: Estabilidad (desviación Allan) del cristal TC-140 respecto el intervalo de medidas

Para calcular la deriva del clock del instrumento, las medidas del intervalo de tiempo se han convertido en offsets de frecuencia mediante la expresión (4.47) y se ha cuantificado el error relativo máximo de frecuencia respecto la frecuencia nominal del cristal (32.768 MHz) en el intervalo de test y bajo condiciones de temperatura dadas. En este caso, el cristal presenta una deriva de 5.183×10^{-7} lo que supone una deriva de 44 ms/día. Esta deriva está algo por encima de las especificaciones del cristal (2×10^{-7} en 0°C a 50°C) ya que el perfil de temperatura configurado está fuera de los datos del fabricante.

5.5- Resumen de los resultados de la caracterización de los sistemas de registro y almacenamiento de datos

En la tabla 5.5, se agrupan las características de las diferentes versiones 2 y 3 del sistema de registro y almacenamiento de datos diseñados e implementados. Estos parámetros han sido obtenidos mediante los algoritmos diseñados a partir de las normas IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241. Además, se han añadido las características básicas de la versión 1 del sistema y del MiniDOBS para determinar la evolución del equipo. Estos parámetros han sido obtenidos a partir de los datos en campañas de sismica de refracción.

Parámetro	MiniDOBS	Versión 1	Versión 2	Versión 3
THD (harmonics+noise)(dB)			-32	-112
THD (harmonics+noise) (%)			3.5	2.52×10^{-4}
THD (dB)			-73	-125
THD (%)			0.02	5.39×10^{-5}
SINAD (dB)			38	114
SNR (dB)			3 (entrada: 10 μVpp unipolar)	21.44 (entrada: 20 μVpp diferencial)
DR (dB)	120.4	126.6	111	129.7
ENOB (bits)	18.2	19.23	18.6	21.44
RMS noise (V)	4.783 μV	2.342 μV	26 μV	53 nV
Random noise (LSB)			6	1.13
Crosstalk (dB)			-95	-147.4
Crosstalk (%)			0.02	4.28×10^{-6}
Jitter (ns)				76.53 ± 3.34

Tabla 5.5: Resumen de las características de las diferentes versiones del sistema de registro y almacenamiento de datos

En la tabla 5.6 se agrupan los resultados de las características de los diferentes canales del sistema de registro y almacenamiento final para una frecuencia de muestreo de 250 sps:

Parámetro	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
THD (harmonics+noise)(dB)	-108.4	-112	-112	-112.4
THD (harmonics+noise) (%)	3.79×10^{-4}	2.52×10^{-4}	2.51×10^{-4}	2.39×10^{-4}
THD (dB)	-125.4	-124.3	-125.1	-126.9
THD (%)	5.39×10^{-5}	6.09×10^{-5}	9.94×10^{-5}	4.51×10^{-5}
SINAD (dB)	109.5	114	113.4	114
SNR (dB) (entrada: 20 μ Vpp)	18.7	21.44	21.43	21.58
DR (dB)	128	129.7	129.8	129.8
ENOB (bits)	21	21.44	21.43	21.56
Random noise (LSB) (4 canales activos)	1.125	1.13	1.175	1.156
Crosstalk (dB)	-147.28	-147.4	-149.4	-145.4
Crosstalk (%)	4.33×10^{-6}	4.28×10^{-6}	3.38×10^{-6}	5.35×10^{-6}
Jitter (ns)	78.00 ± 3.40	76.53 ± 3.34	76.17 ± 3.32	76.57 ± 3.32

Estabilidad base de tiempo	Desviación Allan: 2.873×10^{-11} @ 108 horas
Deriva de clock	44 ms /día
Capacidad de almacenamiento	4 GB
Autonomía	2 meses

Tabla 5.6: Resumen de las características del sistema de registro y almacenamiento de datos

Capítulo 6

Campaña oceanográfica y conclusiones

Este capítulo introduce la campaña oceanográfica CALIBRA como la validación del equipo en condiciones reales de trabajo. La primera parte del capítulo está dedicada a los detalles de la campaña. Las conclusiones finales son derivadas a través de la comparación de los datos registrados por el sismómetro de fondo marino construido y el equipo de referencia. Como parte final, se destacan las aportaciones del trabajo realizado y las líneas futuras de trabajo a seguir.

6.1- Campaña Oceanográfica CALIBRA. Validación experimental del prototipo diseñado

El objetivo principal de la campaña CALIBRA fue la realización de maniobras de largado y recuperación, así como pruebas de comunicación acústica y, especialmente, de adquisición de datos sísmicos con fuentes de aire comprimido para calibrar los prototipos de Sismómetro de Fondo Marino (OBS) desarrollados por la Unidad Asociada UPC-UTM dentro del marco del proyecto del PN SIGSENSUAL (Ref. nº CTM2004-04510-C03-00) y de su Acción Complementaria CALIBRA, con Ref. nº CTM2005-23774-E/MAR. La parte fundamental del diseño y desarrollo de los distintos subsistemas de estos prototipos constituye el núcleo de esta tesis, y sus diferentes aspectos se han descrito con detalle a lo largo de la memoria. La calibración de los prototipos desarrollados se realizó mediante la comparación de los registros obtenidos en estos prototipos con los de otro modelo de OBS previamente calibrado y ampliamente utilizado por la comunidad científica internacional, concretamente el modelo K/MT 562 de Geomar descrito en el Capítulo 2 de la memoria Este ejercicio es clave para poder utilizar posteriormente los datos sísmicos obtenidos con el OBS UPC-UTM con finalidades científicas.

En la figura 6.1 se observa el lanzamiento de uno de los OBSs de UPC-UTM utilizado en la campaña CALIBRA, realizada entre los días 6 y 9 de noviembre de 2006 en la zona del Golfo de Sant Jordi (figura 6.2) a bordo del buque oceanográfico del CSIC (Consejo Superior de Investigaciones Científicas) García del Cid.



Figura 6.1: Lanzamiento del sismómetro de fondo marino de UPC-UTM en la campaña CALIBRA

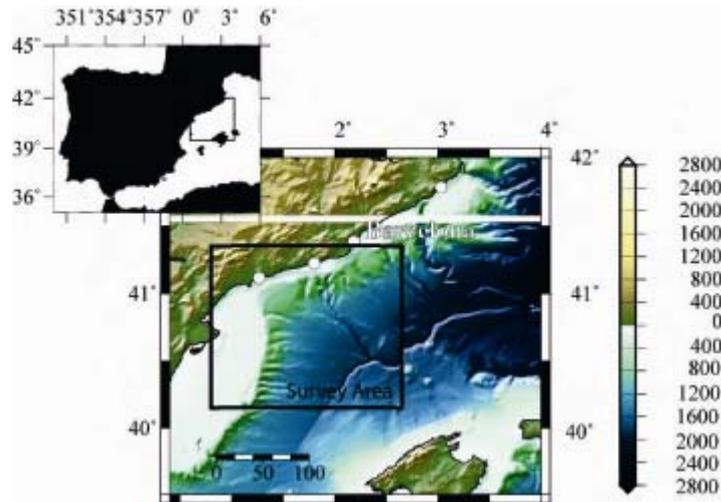


Figura 6.2: Mapa Batimétrico de golfo de Sant Jordi donde transcurrió la campaña CALIBRA. La profundidad está en metros

6.2- Descripción de las actividades realizadas

La campaña se dividió en dos fases, en una primera fase se realizaron pruebas de comunicación acústica de los dos prototipos a 800 m de profundidad para comprobar el correcto funcionamiento de los sistemas de comunicación y largado a las profundidades del experimento. Tras las comprobaciones pertinentes, éstos se fondearon a 1000 m de profundidad, en una zona de suave pendiente del talud continental lejos de accidentes topográficos relevantes (figura 6.3). Junto a estos dos prototipos se fondeó un OBS de IFM-GEOMAR (Kiel, Alemania) (modelo K/MT 562) (ver apartado 2.8), instrumento que ha sido ampliamente utilizado con éxito en los últimos 15 años en campañas de adquisición de datos sísmicos. Este es el instrumento utilizado para calibrar los registros obtenidos con los prototipos UPC-UTM en virtud de la calidad de los registros obtenidos. La distancia entre los tres instrumentos desplegados fue de unos 200 m.

En la segunda fase se desplegó, con la configuración adecuada, un cañón de 500 pulgadas cúbicas (c.i.) de capacidad y se procedió a la adquisición de los datos sísmicos a lo largo de los perfiles sísmicos (figura 6.4) a unos 4.5 nudos de velocidad, con una cadencia de disparo de 90 s. Para una descripción más exhaustiva de la fuente utilizada ver el capítulo 2. Una vez terminada esta segunda fase, se cambió el cañón por otro de 1000 c.i. y se repitió la adquisición con los mismos parámetros de adquisición, a lo largo de otros cuatro perfiles (figura 6.4). Inicialmente estaba previsto repetir la adquisición a lo largo de los mismos perfiles, pero la presencia de pesqueros en la zona obligó a cambiar ligeramente los planes.

Finalmente, se recogió la ristra de cañones el día 9/11, se comprobó el sistema de comunicación y largado y finalmente se recuperaron los OBSs, y se regresó al puerto de Barcelona.

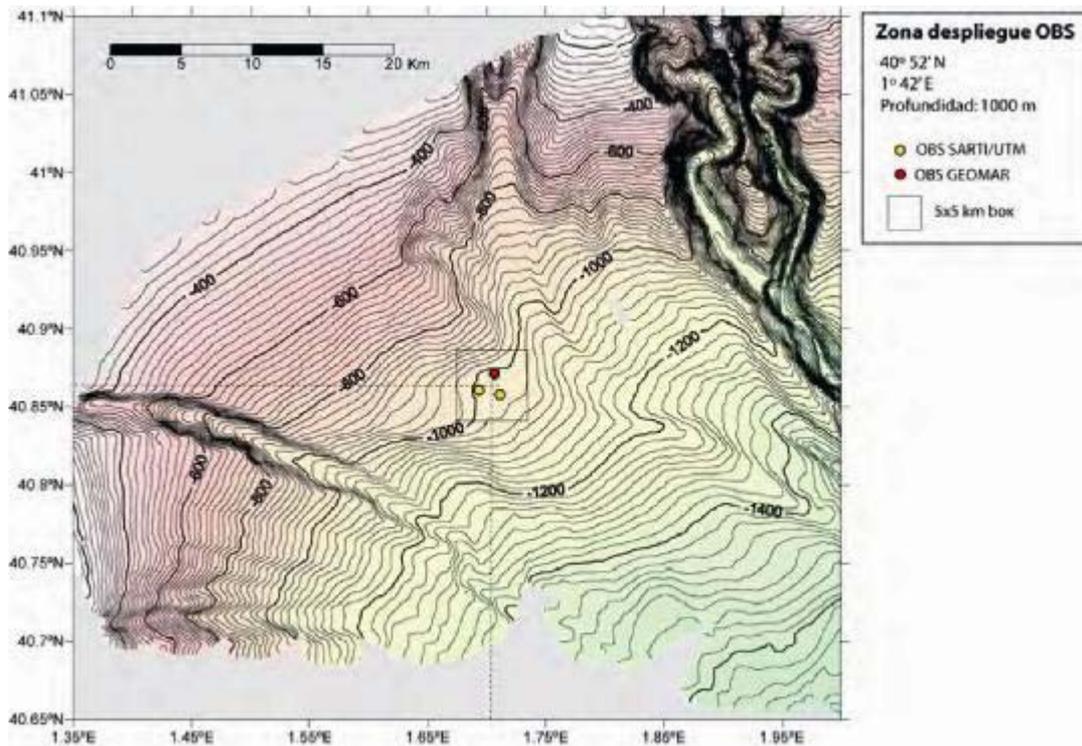


Figura 6.3: Mapa batimétrico de la zona de despliegue de los OBSs

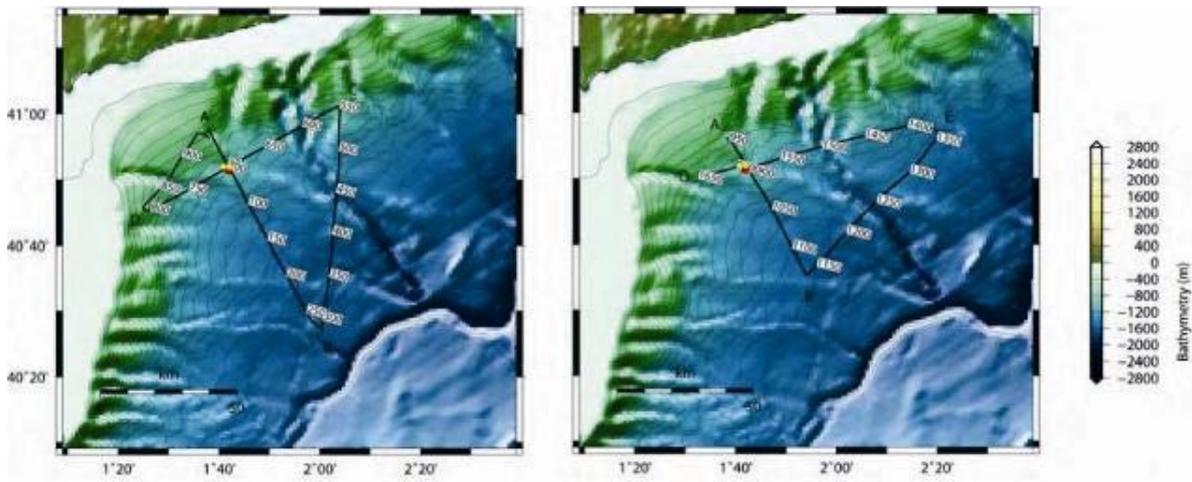


Figura 6.4: (a) Perfiles de la primera fase utilizando el cañón de 500 c.i. Las letras indican los puntos de inicio y final de los perfiles. (b) Perfiles de la segunda fase utilizando el cañón de 1000 c.i.

En la recuperación de los OBSs, la comunicación con los tres equipos ha sido realizada con éxito permitiendo de esta forma enviar la orden de liberación. El equipo de GEOMAR ha sido recuperado 22 minutos después de lanzar el comando de liberación mientras los OBSs 1 y 2 de UPC-UTM han tardado 16 minutos en recuperarse. Una vez recogidos los sismómetros, la comunicación con el OBS1 ha sido exitosa mientras ha habido problemas de comunicación con el OBS2. Esto es debido a una mala carga del pack de baterías. El OBS1 ha registrado 325 MB de datos mientras el OBS2 ha recogido 210 MB debido a problemas de alimentación. La apertura de los sismómetros así como lectura y copia de los datos recogidos se realiza en el laboratorio.

6.3- Instrumentación utilizada en la Campaña CALIBRA

En este apartado, se realiza una breve descripción de los instrumentos utilizados para llevar a cabo esta campaña. El modelo de sismómetro marino de GEOMAR (Kiel, Alemania) utilizado en esta campaña como referencia de calibración es *Geomar K/MT562* (figura 2.26) cuyas características vienen explicadas en el apartado 2.8 del capítulo 2. De la misma forma, las características del OBS UPC-UTM están detalladamente explicadas en el apartado 2.9 del mismo capítulo. La tabla 2.1 resume las prestaciones más importantes de los dos equipos con el fin de poder compararlas. A continuación se incluyen las gráficas correspondientes a la simulación de las características de la señal emitida por el cañón de 1000 c.i. situado a 10 m de profundidad (figuras 6.5 y 6.6). Se incluyen la signatura de la fuente y el espectro de amplitudes. Esta simulación se ha realizado utilizando el programa de simulación de fuentes sísmicas *Gundalf* de *Oakwood co.* Observando las figuras, se puede comprobar que la señal es de baja calidad a causa del notable efecto de las burbujas. Así, es destacable reseñar que el factor de amplitudes entre el impulso principal y la burbuja es en este caso de 1.74, mientras que para las ristas de cañones bien sincronizadas comúnmente utilizadas en experimentos sísmicos, este valor es de $P/B \sim 15-20$, es decir un orden de magnitud mejor. Esta diferencia es tan notable debida a la utilización de una única fuente, lo cual a su vez viene determinado por el limitado tamaño de los compresores que se pueden instalar en un buque de reducidas dimensiones, no especializado, como el *García del Cid*. Sin embargo, los registros obtenidos muestran que aún en estas pobres condiciones para el estándar de los experimentos de prospección geofísica, es posible obtener registros de suficiente calidad para los propósitos de las pruebas de calibración.

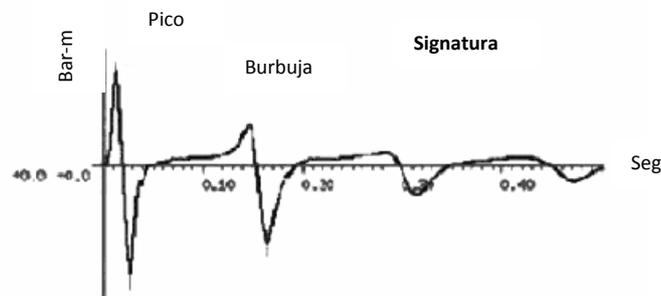


Figura 6.5: Simulación de la señal de salida de un cañón de aire comprimido de 1000 c.i. Distancia al hidrófono 1 m

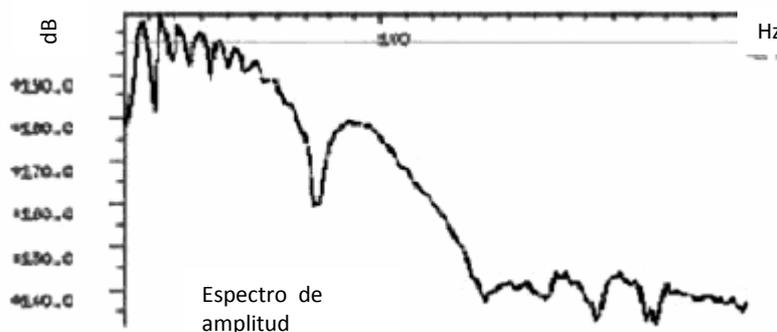


Figura 6.6: Espectro de amplitud de la señal de salida del cañón de aire comprimido. Las unidades son dB relativo a $1 \mu\text{Pa}/\text{Hz}$ a 1m

6.4- Resultados de la campaña CALIBRA 2006

Este apartado está dedicado a presentar las secciones sísmicas obtenidas a partir de los datos registrados por los OBSs empleados en la campaña CALIBRA 2006. Las secuencias de procesado utilizadas para obtener las secciones sísmicas han sido los mismos para los tres OBSs, e incluyen ecualización, corrección por divergencia esférica y filtrado de frecuencias entre 3 y 15 Hz. El OBS de referencia es un equipo contrastado, capaz de ofrecer datos de gran calidad, y es el que más se usa para los estudios de sismica activa en Europa, ya que forma parte del programa de *Large Scale Facilities* de la UE. Por tanto, los resultados obtenidos en esta campaña han servido como base para evaluar las prestaciones del equipo en condiciones reales de trabajo tomando como referencia un equipo de la mayor fiabilidad La tabla 6.1 agrupa la distribución de los canales y sus ganancias en los tres equipos utilizados en CALIBRA:

	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4
GEOMAR	Geófono vertical, ganancia variable	Geófono horizontal 1, ganancia variable	Geófono horizontal 2, ganancia variable	Hidrófono, ganancia variable
OBS 1 UPC-UTM	Hidrófono ganancia=4	Geófono vertical, ganancia=1	Geófono horizontal 1, ganancia=1	Geófono horizontal 2, ganancia=1
OBS 2 UPC-UTM	Hidrófono ganancia=1	Geófono vertical, ganancia=1	Geófono horizontal 1, ganancia=1	Geófono horizontal 2, ganancia=1

Tabla 6.1: Distribución de los canales y sus ganancias en los OBSs utilizados en la campaña CALIBRA

A continuación se muestran las secciones sísmicas de los diferentes perfiles (trayectorias) (figura 6.4) utilizando cañones de aire comprimido de diferente capacidad (500 c.i y 1000 c.i).

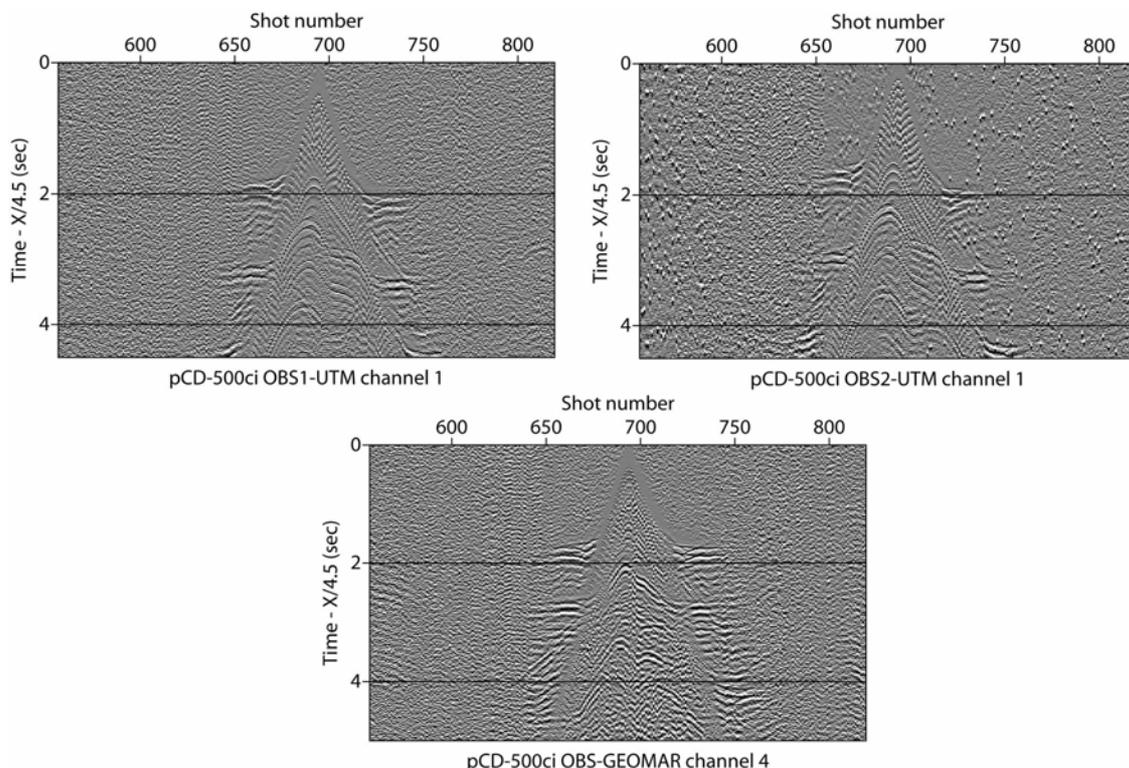


Figura 6.7: Sección sísmica del canal hidrófono de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i. a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

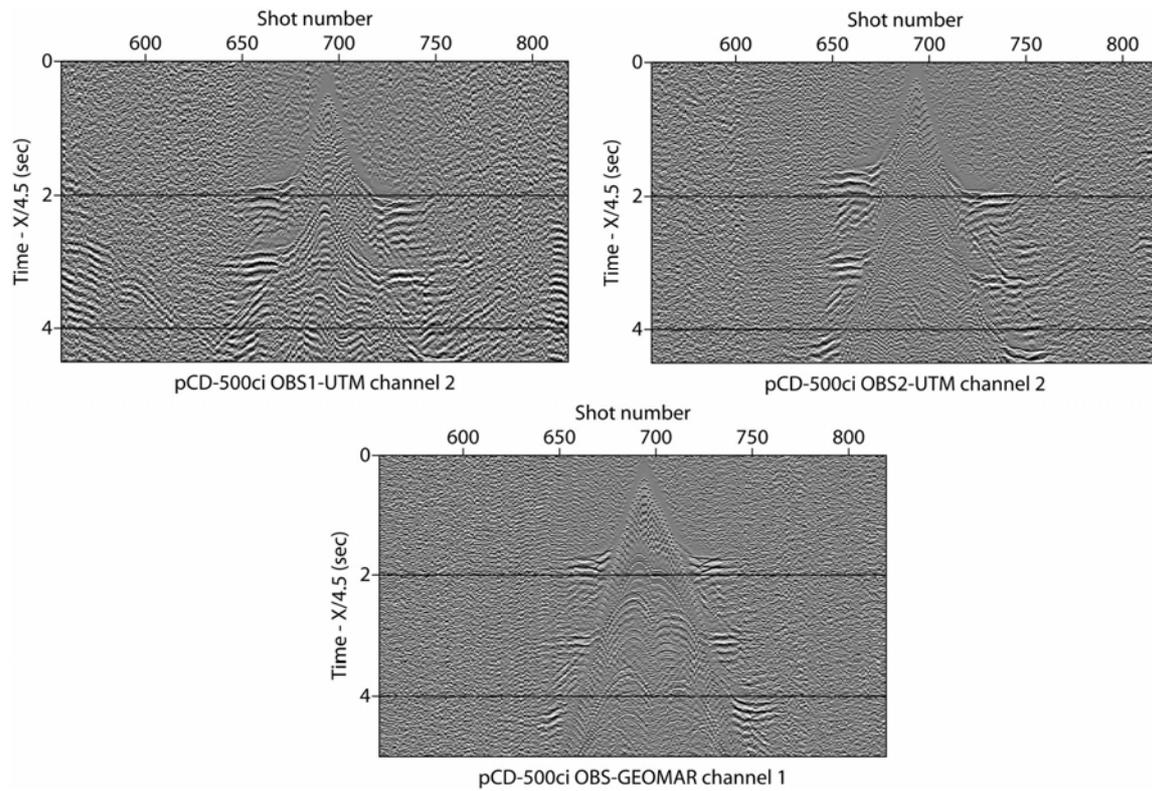


Figura 6.8: Sección sísmica del canal geófono-vertical de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

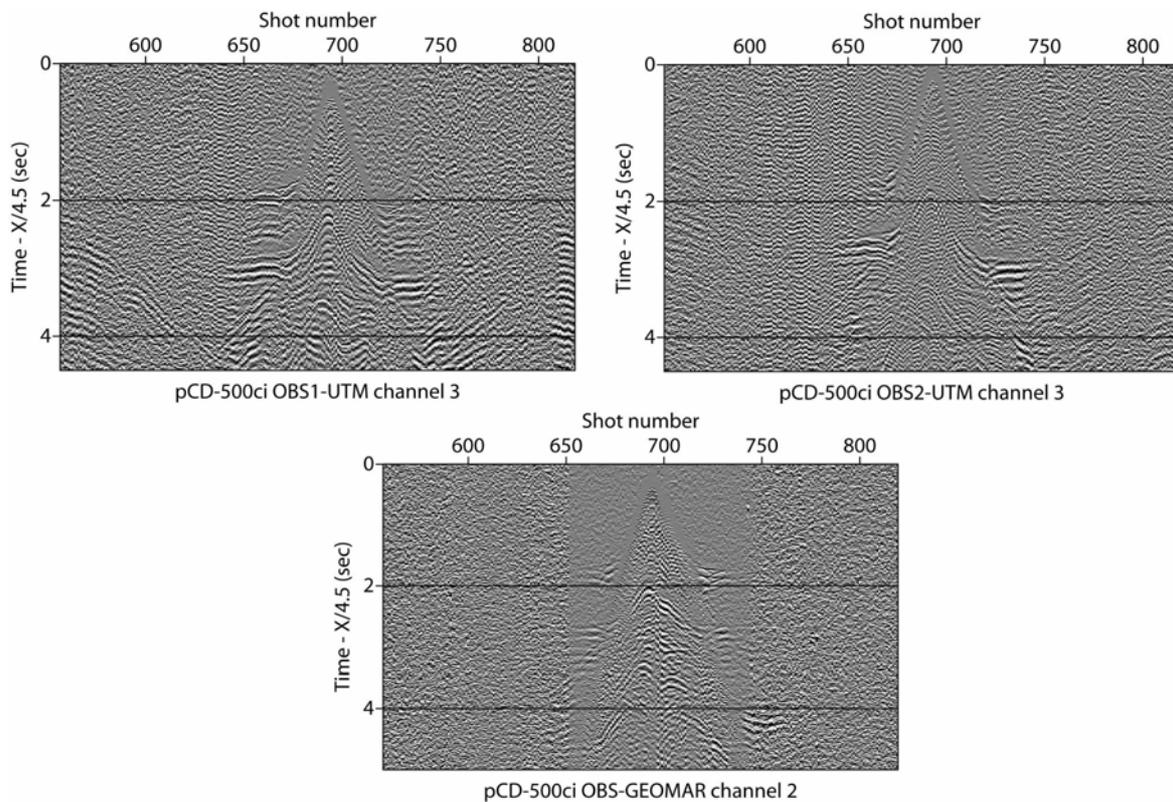


Figura 6.9: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 1 de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

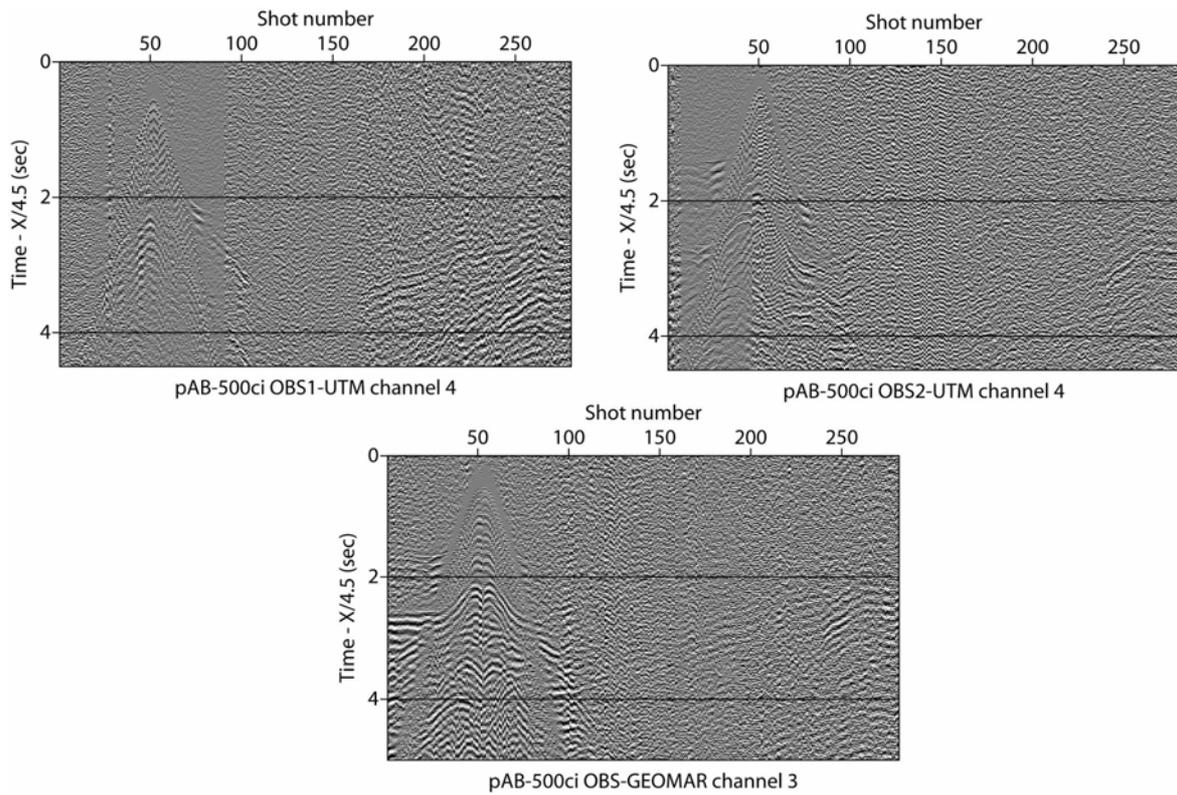


Figura 6.10: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 2 de los OBSs utilizando un cañón de 500 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

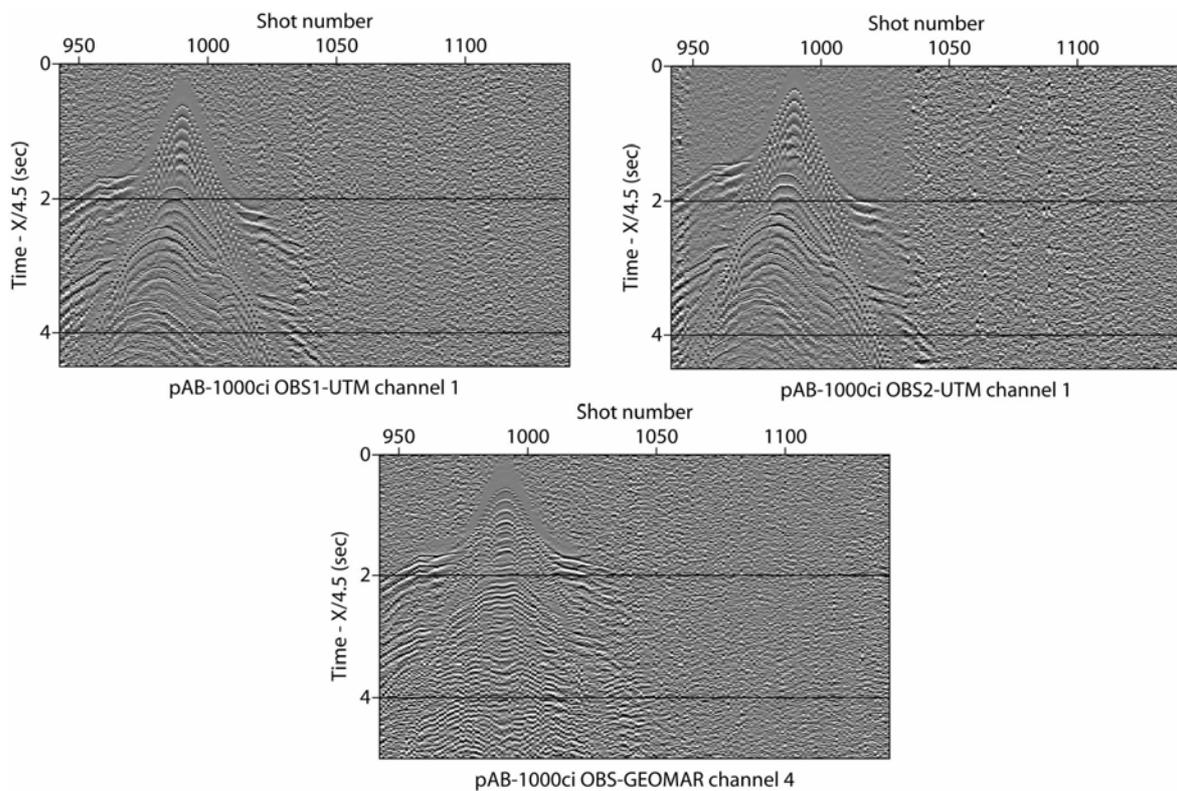


Figura 6.11: Sección sísmica del canal hidrófono de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i. a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

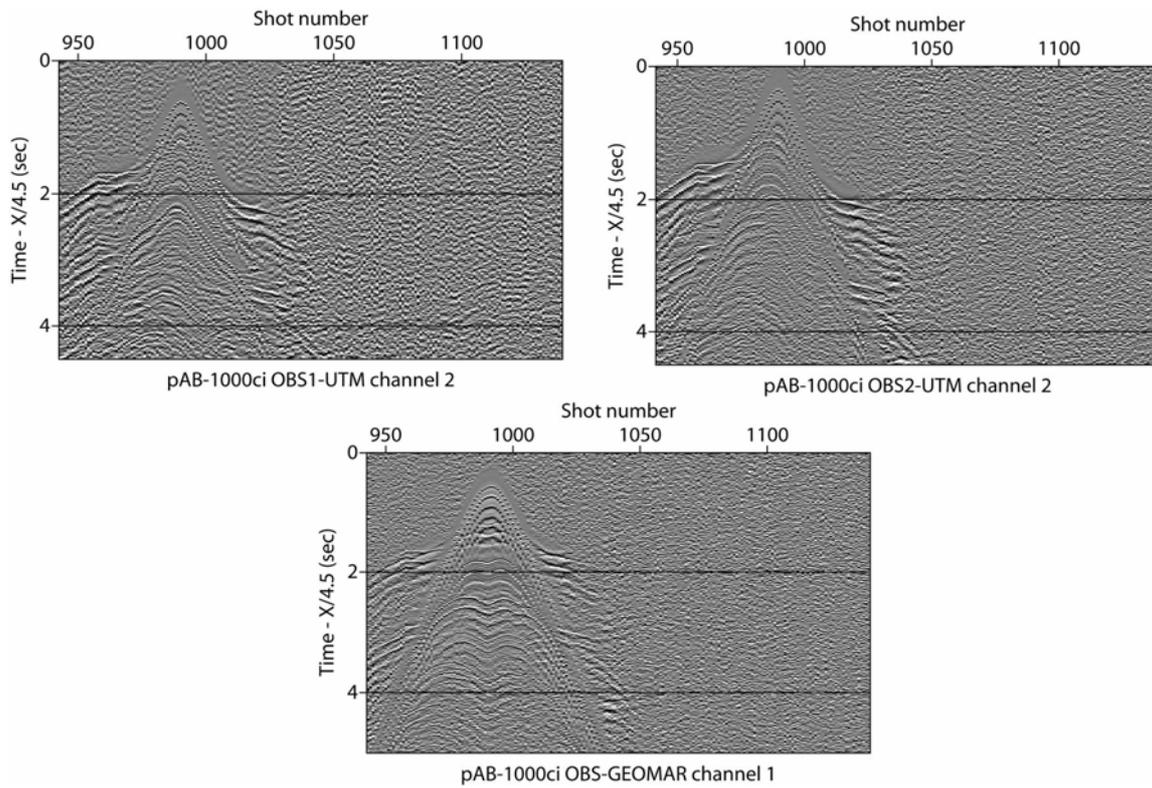


Figura 6.12: Sección sísmica del canal geófono-vertical de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

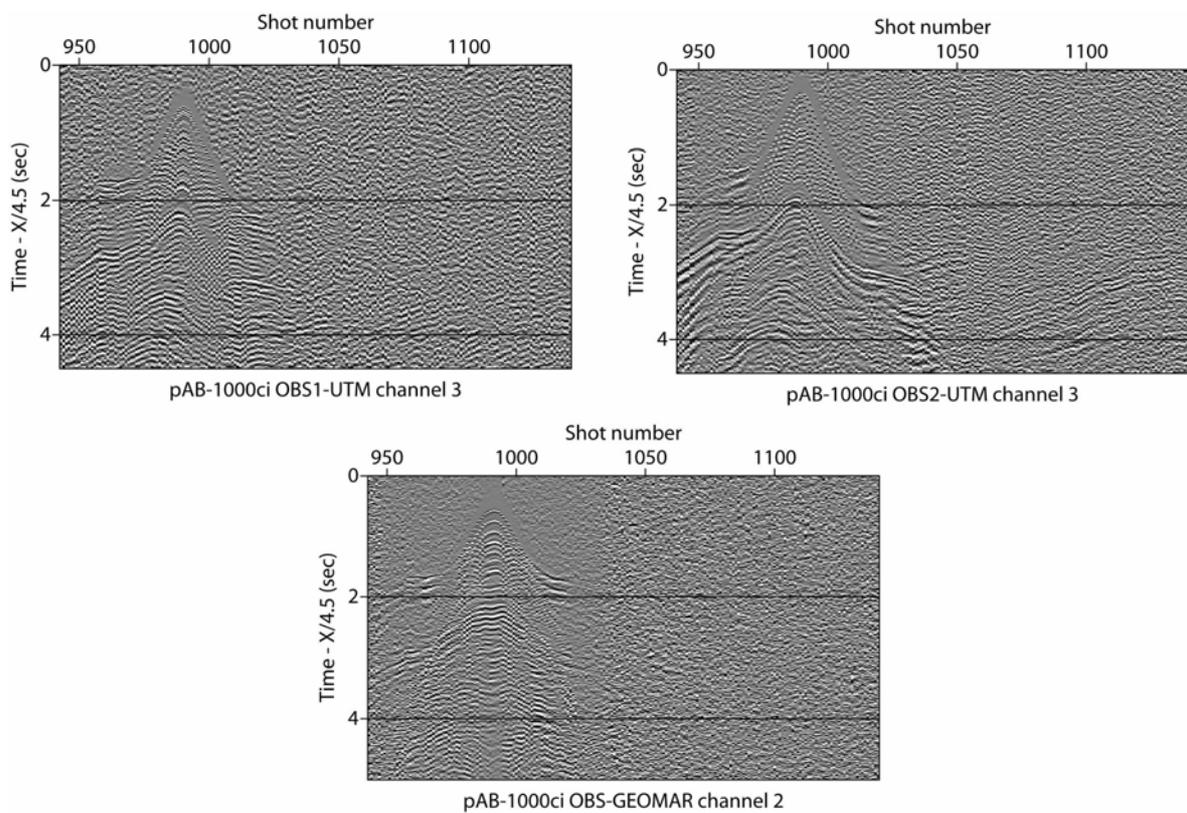


Figura 6.13: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 1 de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

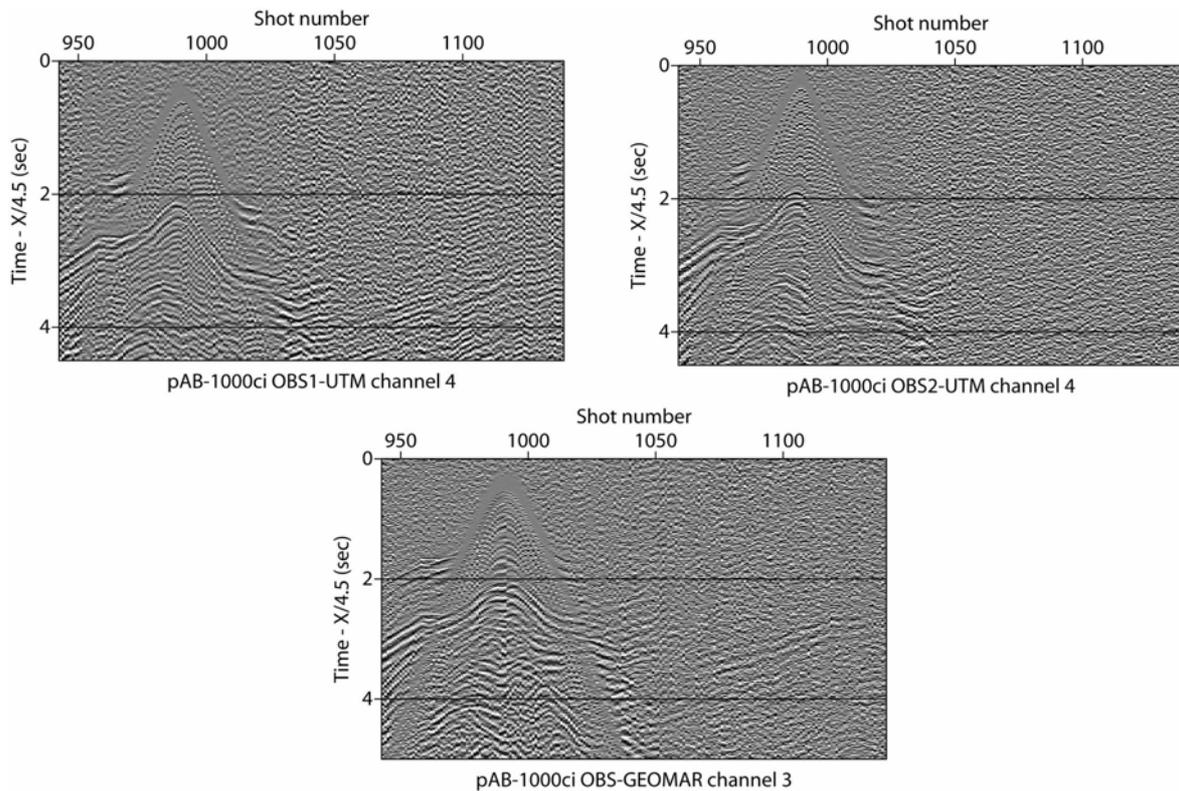


Figura 6.14: Sección sísmica del canal geófono-horizontal 2 de los OBSs utilizando un cañón de 1000 c.i a lo largo del perfil A-B. 50 disparos (shots) es equivalente a 11 km

De entrada, hay que remarcar que los datos obtenidos por los equipos UPC-UTM son comparables al equipo de referencia, especialmente en los canales correspondientes al geófono. Esta afirmación es el resultado de las secciones sísmicas mediante inspección directa. Observando las secciones sísmicas, se puede comprobar que todas están compuestas por una hipérbola central que corresponde a la onda directa de agua (capítulo 2, figura 2.17). En el interior de ésta existen otras de menor definición. Este fenómeno se denomina *efecto de doble fondo*. En este caso, parte de la onda directa es reflejada por el fondo marino que viaja hacia la superficie. Una vez ahí, es reflejada de nuevo por la superficie volviendo otra vez hacia el OBS. Por tanto, las hipérbolas interiores a la primera llegada vienen dadas por sus reflexiones en el fondo y en la superficie que son captadas por el instrumento. Curiosamente, en algunas secciones sísmicas (figura 6.13: OBS2-UPC-UTM, figura 6.14), el nivel de señal de las reflexiones de la onda directa es mayor que la primera llegada. Este fenómeno puede ser atribuido a los picos de señales secundarias producidos por la fuente artificial. En la figura 6.5 se observa que el cañón genera señales secundarias indeseadas a parte del pico principal. Estas señales secundarias pueden producir interferencias constructivas con reflexiones produciendo un nivel mayor. De todas formas, solamente el procesado de datos puede proporcionar información de precisión sobre la aparición de este fenómeno (Yang *et al.* 2006).

Por otra parte, las refracciones están definidas como tangentes a las hipérbolas correspondientes a la onda directa y sus reflexiones (figuras 2.17 y 2.18). En algunas figuras, se puede observar la aparición de refracciones por bloques (figura 6.7 y 6.8). El primer bloque está compuesto por las refracciones de las capas submarinas mientras el

segundo bloque está compuesto por las refracciones de la reflexión de la onda directa. En la figura 6.15 muestra este fenómeno:

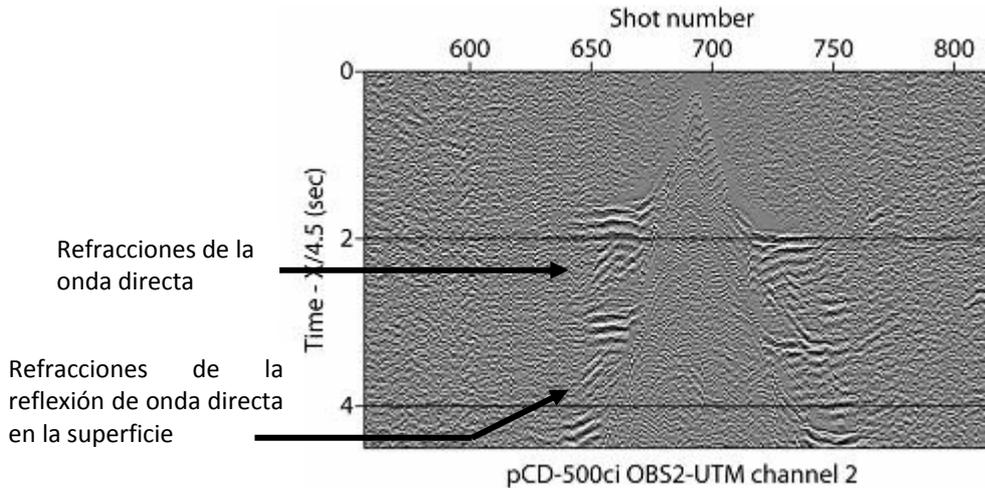


Figura 6.15: Las refracciones de la onda directa y las de su reflexión en la superficie

Conociendo la velocidad del sonido en el mar (1500 m/s) y la profundidad a la que se encuentra el OBS (1000 m), es fácil diferenciar las señales correspondientes a la onda directa de sus reflexiones consecutivas. Es probable que algunas refracciones que aparecen después de la primera, provengan de las señales secundarias producidas por la fuente. Según la figura 6.5, éstas aparecerían 0.15 s después de las primarias. Un factor clave para obtener modelos estructurales de calidad es la distancia a la que se registran las señales. Con sistemas de cañones adecuados, y en buenas condiciones locales la distancia de registro con los OBS de Geomar se ha comprobado que es de más de 200 km (Sallares *et al.* 2005). En los registros de CALIBRA esta distancia es mucho más modesta (del orden de 15-20 km como máximo debido al tamaño reducido de los cañones, pero es interesante observar que la distancia a la que se observan las fases es comparable en ambos sistemas (y en muchos casos mayor en el prototipo UPC-UTM), lo cual garantiza que en condiciones óptimas se obtendrían registros también comparablemente buenos.

En las figuras 6.13 y 6.14 correspondientes a las componentes horizontales del geófono, se puede comprobar que las secciones sísmicas de los OBSs 1 y 2 del UPC-UTM tienen una mejor definición que el OBS de GEOMAR. Además, en estas figuras, las refracciones tienen mayor longitud, por lo que se puede decir que los datos recogidos por los sismómetros UPC-UTM tienen mayor calidad en estas secciones. En la figura 6.9 que corresponde a la componente horizontal del geófono, la capacidad del cañón de aire utilizado es 500 c.i, y por tanto la definición de las secciones es menor. Comparando las secciones sísmicas obtenidas por los equipos en esta figura, se puede observar una mejor calidad en los datos en el OBS1 del UPC-UTM. Hay que destacar que la orientación del sensor acoplado al fondo marino juega un papel importante en la comparación (Li *et al.* 1999). En este caso, la comparación de los canales verticales (Geomar: canal 1, UPC-UTM: canal 2) y el canal del hidrófono (Geomar: canal 4, UPC-UTM: canal 1) proporcionan información vital a la hora de conocer la calidad de los equipos.

Las figuras 6.8 y 6.12 muestran los canales verticales del geófono utilizando cañones de 500 c.i y 1000 c.i respectivamente, mientras las figuras 6.7 y 6.11 muestran los registros del hidrófono con los mismos cañones. En las figuras 6.8 y 6.12, los datos en los OBS 1 y 2 de UPC-UTM son de mayor calidad que el equipo de referencia ya que se pueden observar más refracciones. En la figura 6.7, la sección sísmica del OBS-Geomar es comparable al OBS1-UPC, pero el OBS2-UPC muestra un nivel de ruido de fondo mayor que los otros dos equipos. En este caso, la ganancia del hidrófono en OBS2-UPC es unidad mientras los otros dos equipos disponen de mayor ganancia (tabla 6.1). En la figura 6.11, los sismómetros 1 y 2 de UPC muestran las fases correspondientes a las reflexiones, mejor definidas y de mayor longitud, mientras en el OBS2-UPC se observa un mayor nivel de ruido (el ruido se presenta como banda oscura en la parte derecha de la sección).

Estudiando las secciones sísmicas obtenidas por los tres OBSs en la campaña CALIBRA, se ha comprobado que el sistema de registro y almacenamiento de datos diseñado y construido tiene mejores prestaciones de ruido que el equipo de GEOMAR. En algunas secciones correspondientes al canal del hidrófono, los datos obtenidos por el OBS-Geomar han sido mejores que el equipo OBS2 UPC-UTM. Hay que recordar que la ganancia de este canal del OBS era menor que el equipo de referencia (tabla 6.1). La causa de este hecho también puede estar relacionada con la forma de unir el hidrófono al equipo. En el caso del OBS UPC-UTM, a diferencia del equipo de referencia, el hidrófono está acoplado a la estructura mecánica del equipo, lo que puede incidir en la calidad de los datos, además de ser origen de alguna reverberaciones que se observan. Los datos de esta campaña científica han servido para poder comprobar de manera directa y en las condiciones reales de trabajo la calidad de los datos recogidos por el sismómetro de fondo marino construido, cumpliendo así, con los objetivos marcados en el capítulo1.

Actualmente, existe un debate a nivel mundial en la posición óptima (interior o exterior a la estructura) del geófono en los sismómetros marinos para una detección óptima. Aunque la tendencia es colocar el geófono en la parte exterior de la estructura, algunos institutos de investigaciones marinas prefieren situar el sensor sísmico en el interior para mantener la simplicidad mecánica del equipo. Los datos recogidos en la campaña CALIBRA 2006 donde el OBS de GEOMAR dispone de un geófono interior y el OBS de UPC-UTM dispone de uno exterior, proporcionan la información fundamental para poder realizar una comparativa entre las diferentes filosofías de construcción de OBSs.

6.5- Conclusiones

En este trabajo, se ha diseñado e implementado un sistema de registro y almacenamiento de datos con características óptimas para la adquisición de señales sísmicas. Además, se han desarrollado algoritmos de procesado de datos basados en las normas internacionales para caracterizar el sistema construido. En el capítulo 1 de se marcaron diversos objetivos que han sido conseguidos a lo largo del desarrollo del trabajo de tesis.

- **Objetivo 1: Optimización del consumo energético**

En diseño del sistema, se han empleado elementos de bajo consumo con el objetivo de optimizar el consumo total. Además, se han desarrollado algoritmos de funcionamiento en bajo consumo cuando el sistema no está registrando. El alto rendimiento (96%) de los elementos de regulación de tensión utilizados ha permitido reducir el consumo, manteniendo bajo el nivel de ruido del sistema. La sustitución del disco duro existente en el diseño preliminar MiniDOBS por tarjetas Compactflash como elemento de almacenamiento de datos ha contribuido en conseguir este objetivo. Estas acciones han permitido reducir el consumo total del sistema construido hasta 1 W.

Por otra parte, la reducción del tamaño del sistema diseñado en comparación del equipo de referencia (MiniDOBS) ha habilitado más espacio para la fuente de energía. El estudio de diferentes tipos de baterías en condiciones reales de trabajo, ha permitido la selección de la fuente de energía óptima. El conjunto de estas actuaciones ha aumentado la autonomía del equipo hasta 2 meses, mientras el MiniDOBS disponía de una autonomía de 2 semanas, lo que supone una mejora de 300%.

- **Objetivo 2: Mejorar la calidad de los datos del MiniDOBS y la capacidad de almacenamiento**

La utilización de un módulo de almacenamiento de datos basado en tarjetas Compactflash en sustitución del disco duro en el MiniDOBS, ha eliminado el ruido presente en los datos registrados durante el arranque del disco, manteniendo constante la resolución del sistema.

Además, el nuevo diseño del sistema de registro y almacenamiento de datos ha eliminado los problemas de acoplamiento de la señales digitales a la parte analógica de entrada (figura 3.9), existente en el MiniDOBS. Estos logros han contribuido en mejorar la calidad de los datos, lo que ha sido comprobado tanto en el laboratorio como en los datos recogidos en la campaña CALIBRA.

- **Objetivo 3: Caracterización del sistema de adquisición**

Para conocer los niveles de ruido y distorsión del sistema, ha sido necesario disponer de herramientas de caracterización del sistema. Se han desarrollado algoritmos de procesado de datos basados en las normas internacionales IEEE Std-1057 y IEEE Std-1241 para conocer las características del sistema de alta resolución construido. Estos algoritmos tienen en cuenta el efecto de las diferentes fuentes de ruido (generador de señal, ensanchamiento espectral, etc.) acoplados al sistema para obtener el parámetro real.

En sismica de refracción, es necesario conocer con gran precisión el tiempo de registro de la señal. Se ha caracterizado el jitter presente en la señal de reloj del convertidor ADC. Mediante los métodos recomendados por la norma IEEE Std-1057 se ha obtenido una cota para el jitter del reloj, pero las pruebas realizadas han demostrado que estos métodos tienen limitaciones en el cálculo de jitter. El nuevo estimador propuesto para

sistemas de ancho de banda reducido tiene en cuenta estas limitaciones y es una gran aportación en el campo de caracterización de bases de tiempo en sistemas de adquisición de datos. Se ha utilizado la norma EA-4/16 para determinar la incertidumbre en la medida del jitter junto con el número efectivo de bits (ENOB) del sistema de adquisición. El nuevo estimador será propuesto para ser incluido en la norma IEEE Std-1057 en un futuro próximo.

Las herramientas y procedimientos de medidas desarrollados son aportaciones a la caracterización de sistema de registro y almacenamiento de datos de alta resolución enfocados hacia sismómetros marinos. Hoy en día no existe ningún procedimiento ni norma para la caracterización y calibración de estos equipos.

- **Objetivo 4: Estabilidad y deriva de la base de tiempo y optimización de la relación Señal-Ruido**

Conocer la estabilidad y la deriva de la base de tiempo del cristal principal es fundamental para corregir los tiempos de llegada de las distintas fases sísmicas, a partir de los cuales se caracterizan los modelos estructurales y constitutivos. Esta tarea forma parte de la caracterización del sismómetro de fondo marino. Para ello, se han determinado estos parámetros bajo condiciones reales de trabajo. Para realizar estas medidas, se han utilizado las normas internacionales IEEE Std-1139 y IEEE Std-1193 que han permitido conocer el funcionamiento del cristal, la terminología y definición de los parámetros a medir.

Para optimizar la relación señal-ruido del sistema implementado, se ha basado en reducir el nivel de ruido, y por tanto aumentar su resolución efectiva. En este caso, el uso de amplificadores de bajo ruido y de configuración entrada/salida diferencial ha permitido aislar la señal del sensor, de las diferentes fuentes de ruido. Para ello, ha sido necesario cambiar la salida del sensor al tipo diferencial. Además, el diseño multicapa del módulo de conversión ADC, distribución óptima de los planos de referencia y de alimentación, el enrutado óptimo de las pistas en el diseño PCB y la separación de las partes analógica de la digital, han contribuido en la obtención de un sistema de registro de 21.5 bits de resolución, mientras el sistema de adquisición del MiniDOBS disponía de 18.5 bits de resolución. El rango dinámico del sistema implementado es de 129 dB, por lo que se aprovecha un 99.23% del rango dinámico del convertidor ADC empleado. No disponemos de datos de equipos de otros centros de investigación, dado que no se les realizan los test de calibración y caracterización a los que hemos sometido nuestros equipos.

- **Objetivo 5: Validación de del equipo en condiciones reales de trabajo**

Como demostración del logro de los objetivos, se ha empleado el sismómetro de fondo marino construido en la campaña de sísmica activa CALIBRA, donde mediante procesado de datos, se ha comparado los datos registrados por el equipo, con el OBS de GEOMAR, equipo de referencia ampliamente utilizado en Europa. Como conclusión de esta campaña, se puede expresar que la calidad de los datos recogidos por el OBS

construido es mejor que el de GEOMAR en la mayoría de las secciones sísmicas obtenidas.

6.6- Aportaciones

Como aportaciones más importantes del desarrollo de esta tesis doctoral se pueden considerar los siguientes:

- Diseño e implementación de un sistema de registro y almacenamiento de datos optimizado para la adquisición de señales de sísmica de refracción con una capacidad de almacenamiento de 4 GB. El Número Efectivo de Bits conseguido para el instrumento es de 21.5.
- Desarrollo y automatización de algoritmos de caracterización de sistemas de registro y almacenamiento de datos diseñados especialmente para aplicaciones de sísmica de refracción. Estas herramientas están basadas en las normas internacionales: IEEE Std-1057, IEEE Std-1241, IEEE Std-1139 y IEEE Std-1193.
- Realización de una comparativa entre los dos métodos propuestos por la norma IEEE Std-1057 para la estimación de jitter mediante medidas utilizando el sistema de adquisición implementado. Estas pruebas han demostrado que el método 2 de la norma es más adecuado para la estimación de jitter en los sistemas de adquisición de ancho de banda reducido.
- Análisis del bias del estimador de jitter en el método 2 de la norma IEEE Std-1057. Este análisis ha demostrado que se trata de un estimador con error cuando el ancho de banda del sistema bajo estudio es reducido. Propuesta de un nuevo estimador de jitter sin bias para este método de la norma que engloba los sistemas de ancho de banda reducido.
- Construcción de un sismómetro de fondo marino (OBS) con una autonomía de 2 meses que puede ser utilizado por la comunidad científica en las campañas de sísmica de refracción. La calidad de los datos del equipo ha sido contrastado en la campaña CALIBRA 2006 por comparación directa de secciones sísmicas.

6.7- Líneas futuras

Al finalizar este trabajo de tesis, se dispone de un sistema de registro y almacenamiento de datos optimizado para la adquisición de señales sísmicas. El sismómetro de fondo marino ofrece un rendimiento óptimo para la adquisición continua a medio plazo (2 meses). Para el diseño e implementación del OBS, se han utilizado tanto, módulos comerciales como diseños propios cuyas prestaciones han sido claves para la obtención del sistema final. Una de las líneas de trabajo a seguir es el aumento de la autonomía hasta 6 meses, permitiendo su uso para sismología pasiva (terremotos). Para ello, es necesario aumentar la capacidad de energía de las baterías y reducir el consumo total de la electrónica de adquisición. Para aumentar la capacidad energética ofrecida por las baterías, es necesario disponer de más espacio.

Otro factor a tener en cuenta es el ruido que produce al tener el flotador compuesto por un cabo y una esfera de 13 pulgadas, flotando cuando el equipo reposa en el fondo. Se pretende incorporar el flotador (esfera de 13 pulgadas) a la estructura del sismómetro. En este caso la estructura del OBS estará basada en una esfera de cristal de 17 pulgadas donde alojarán la electrónica de adquisición y electrónica de liberación, y una esfera de 13 pulgadas donde alojará el pack de baterías, eliminando el ruido producido por el flotador además de habilitar más espacio para la fuente energética. Eso pasa por un nuevo diseño mecánico de la estructura teniendo en cuenta la velocidad de bajada, velocidad de subida y la forma geométrica del OBS. Esta línea de trabajo no variará la filosofía original de construcción del instrumento: disponer de un equipo de tamaño, peso y coste reducido.

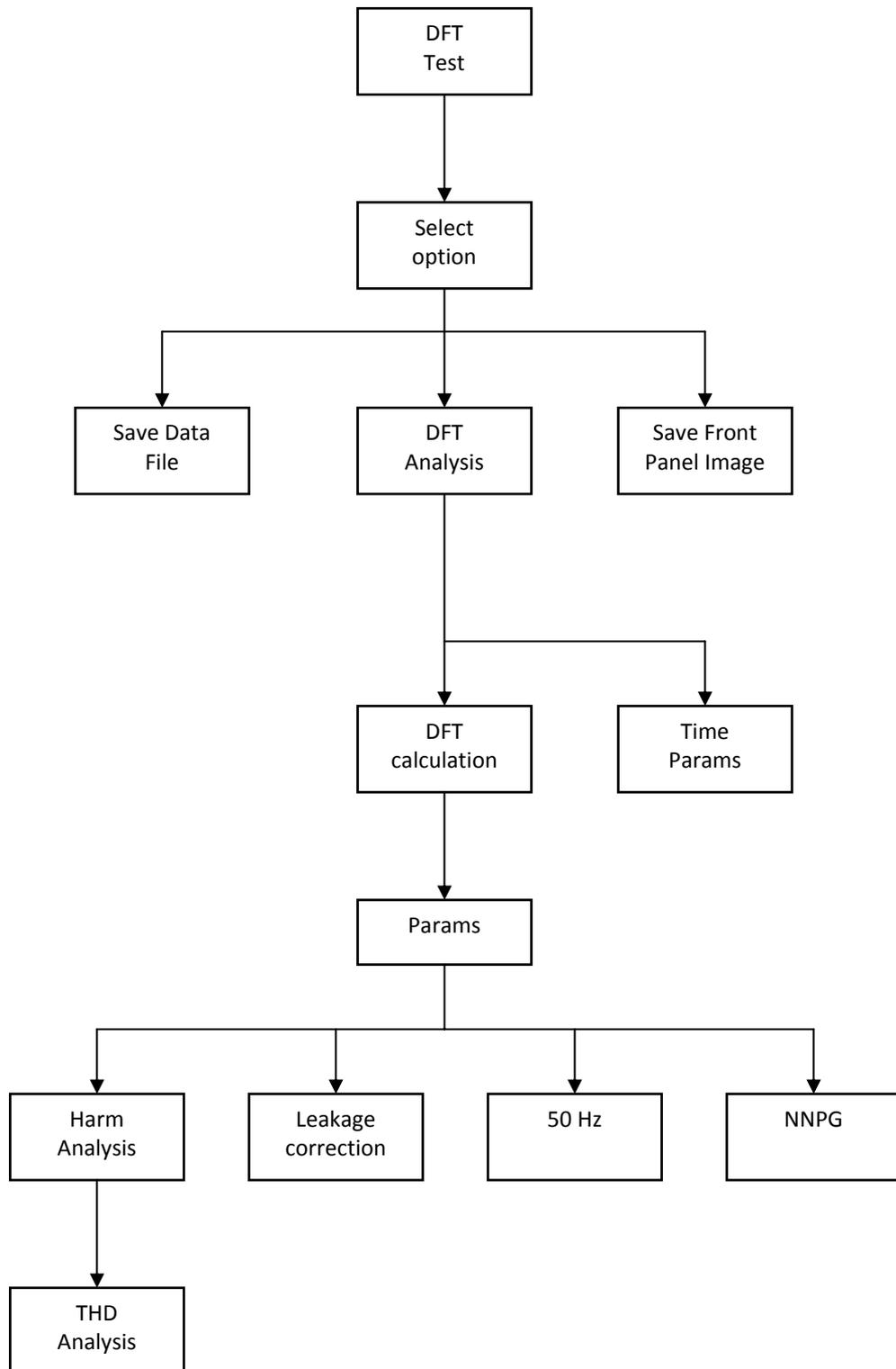
Por otra parte, la reducción del consumo total de la electrónica es vital para conseguir este objetivo. Para ello, se debe sustituir los módulos comerciales (módulo microcontrolador, módulo de almacenamiento de datos) con diseños propios con un consumo energético optimizado. Para aumentar la capacidad de almacenamiento, se debe diseñar un módulo con varios slots de memoria Compactflash junto con un controlador que permita el uso de tarjetas de gran capacidad.

Como continuación del trabajo realizado para caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos, ya que no existe un generador de señal con prestaciones de ruido y distorsión óptimas para caracterizar sistemas de adquisición de 24 bits, se debe desarrollar algoritmos de procesamiento de datos para compensar los efectos del aumento de ruido y distorsión del generador cuando aumenta la amplitud de la señal de entrada. La determinación de un nuevo estimador del jitter de la señal de reloj del convertidor ADC en esta tesis, ha seguido unas suposiciones que deben ser consideradas en los siguientes trabajos. En este caso, hay que tener en cuenta: la adquisición de un número no entero de periodos de la señal de entrada, los efectos de los errores presentes en la señal de clock del convertidor y los tipos de distribución de los estimadores presentados.

Anexo 1

Este anexo incluye los diagramas de bloques de los programas que implementan los procedimientos de test utilizados para caracterizar el sistema de registro y almacenamiento de datos construido. Para cada diagrama se adjunta una tabla que incluye una descripción de cada sub-rutina diseñada para implementar el programa.

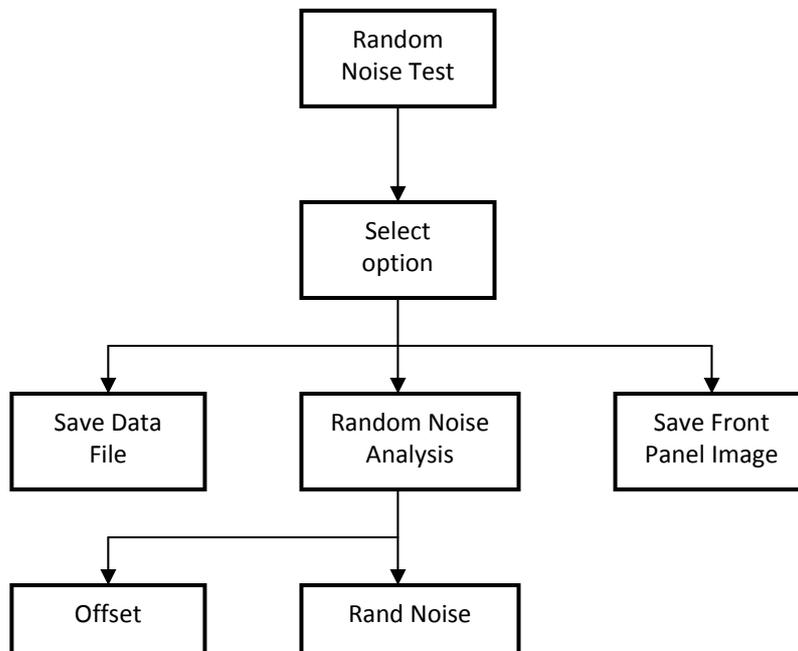
Diagrama de bloques del programa DFT Test – Apartados 4.4.4, 4.5.1 y 4.5.2 de IEEE Std-1057 – Apartados 4.5.1 y 4.1.5 de IEEE Std-1241 :



Descripción de las subrutinas del programa DFT test:

Subrutina	Descripción
<i>Select option</i>	Selección de la función a ejecutar por el programa.
<i>Save data file</i>	Permite recibir y almacenar datos vía puerto serie del PC.
<i>Save Front Panel Image</i>	Guarda en un fichero una imagen del panel de control del programa.
<i>DFT Analysis</i>	engloba el cálculo de todos los parámetros determinados por este software. Este cálculo se realiza a partir de la lectura de un fichero de datos anteriormente almacenado mediante la subrutina <i>Save Data File</i> .
<i>DFT calculation</i>	Cálcula el DFT de los datos registrados a partir de la reconstrucción de la señal de entrada.
<i>Time params</i>	Monitoriza una reconstrucción de la señal registrada.
<i>Params</i>	Calcula los parámetros del sistema en el dominio frecuencial. En esta subrutina se realiza el cálculo de los parámetros basados en ruido.
<i>Harm Analysis</i>	Calcula los parámetros del sistema basados en la distorsión.
<i>Leakage correction</i>	A partir de un número de puntos determinado por el usuario, elimina la señal fundamental y sus correspondientes armónicos de la representación DFT.
<i>50 Hz</i>	A partir de un número de puntos determinado por el usuario, elimina la interferencia de la línea (50 Hz) de la representación DFT.
<i>NNPG</i>	Calcula el valor del NNPG de la ventana utilizada.
<i>THD Analysis</i>	Esta subrutina calcula la Distorsión Harmónica Total (THD) debida al ruido y distorsión.

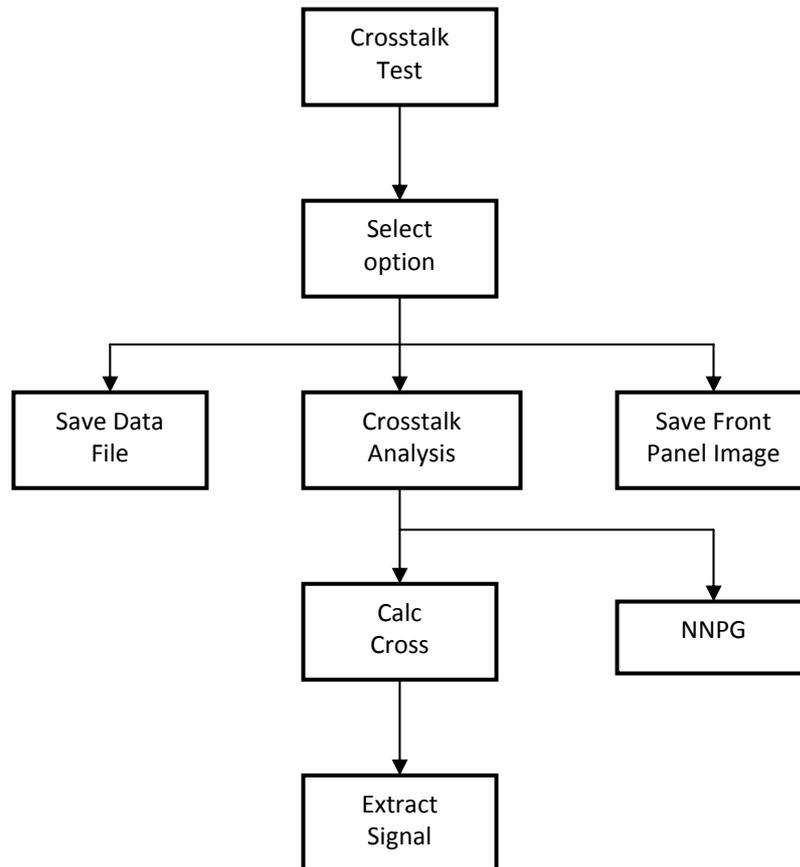
Diagrama de bloques del Random Noise Test – Apartado 4.5.5 de IEEE Std-1057:



Descripción de las subrutinas del programa *Random Noise test*:

Subrutina	Descripción
<i>Select option</i>	Selección de la función a ejecutar por el programa.
<i>Save data file</i>	Permite recibir y almacenar datos vía puerto serie del PC.
<i>Save Front Panel Image</i>	Guarda en un fichero una imagen del panel de control del programa.
<i>Random Noise Analysis</i>	Realiza un análisis de ruido aleatorio del sistema a partir de los datos registrados a través de la opción <i>Save data file</i> .
<i>Offset</i>	Implementa un filtro de tipo exponencial para calcular el nivel de offset de los datos registrados.
<i>Rand Noise</i>	Calcula el valor RMS del ruido aleatorio y la varianza del ruido aleatorio.

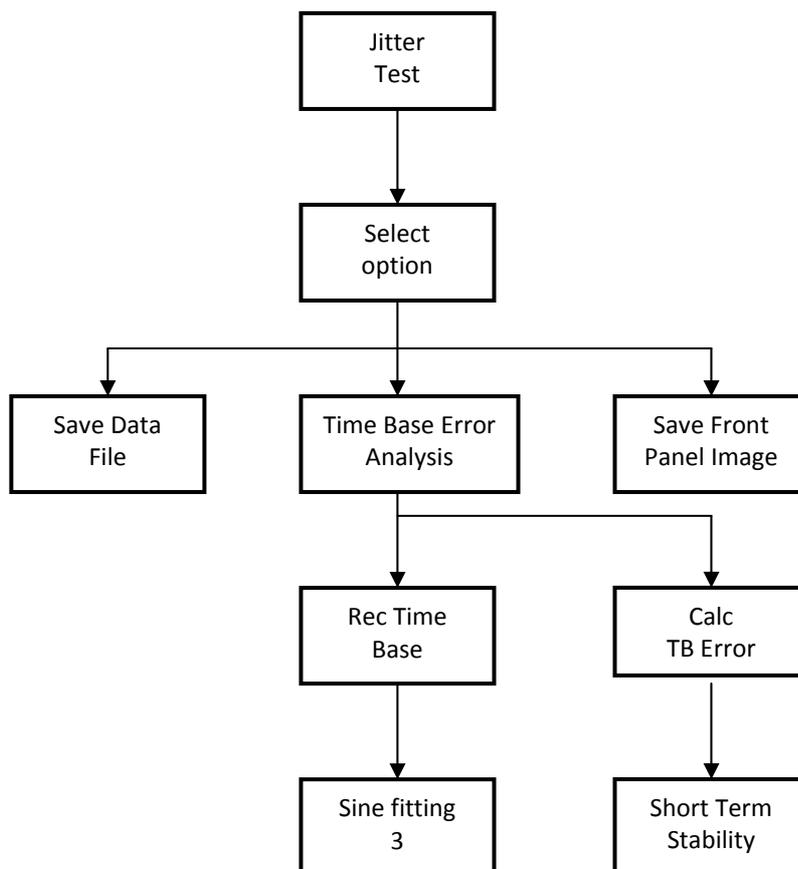
Diagrama de bloques del *Crosstalk Test* - Apartado 4.11 de *IEEE Std-1057*:



Descripción de las subrutinas del programa *Crosstalk test*:

Subrutina	Descripción
<i>Select option</i>	Selección de la función a ejecutar por el programa.
<i>Save data file</i>	Permite recibir y almacenar datos vía puerto serie del PC.
<i>Save Front Panel Image</i>	Guarda en un fichero una imagen del panel de control del programa.
<i>Crosstalk Analysis</i>	Realiza un análisis del crosstalk entre canales del sistema a partir de los datos almacenados mediante la opción <i>Save data file</i> .
<i>Calc Cross</i>	Implementa el cálculo del crosstalk a partir de la extracción de la señal fundamental de los diferentes canales además de la señal acoplada al canal bajo test, en la representación DFT.
<i>NNPG</i>	Calcula el valor del NNPG de la ventana utilizada.
<i>Extract Signal</i>	En la representación DFT, extrae la señal de los diferentes canales en la frecuencia de test.

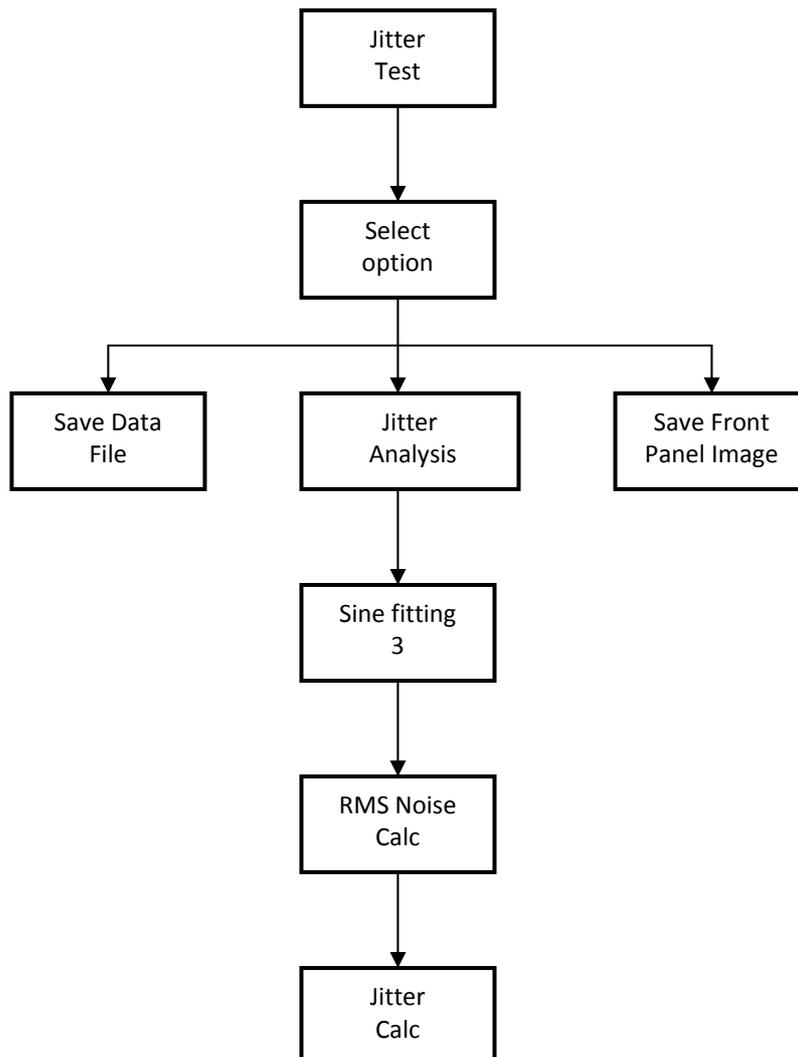
Diagrama de bloques del *Jitter Test (método 1)* - Apartado 4.9.2.1 de IEEE Std-1057:



Descripción de las subrutinas del programa *Jitter test (método 1)*:

Subrutina	Descripción
<i>Select option</i>	Selección de la función a ejecutar por el programa.
<i>Save data file</i>	Permite recibir y almacenar datos vía puerto serie del PC.
<i>Save Front Panel Image</i>	Guarda en un fichero una imagen del panel de control del programa.
<i>Time Base Analysis</i>	Realiza un análisis del jitter presente en la señal de reloj de los convertidores ADC a partir de los datos almacenados mediante la opción <i>Save data file</i> utilizando el método 1 de la norma IEEE Std-1057.
<i>Rec Time Base</i>	Calcula los residuos temporales de los datos a partir de una reconstrucción de los datos mediante <i>Sine fitting 3</i> .
<i>Sine fitting 3</i>	Ajusta una señal sinusoidal basado en 3 parámetros a los datos registrados.
<i>Calc TB Error</i>	Realiza el cálculo del error fijo de la base de tiempo.
<i>Short Term Stability</i>	Realiza el cálculo del error aleatorio de la base de tiempo.

Diagrama de bloques del *Jitter Test (método 2)* - Apartado 4.9.2.2 de IEEE Std-1057:



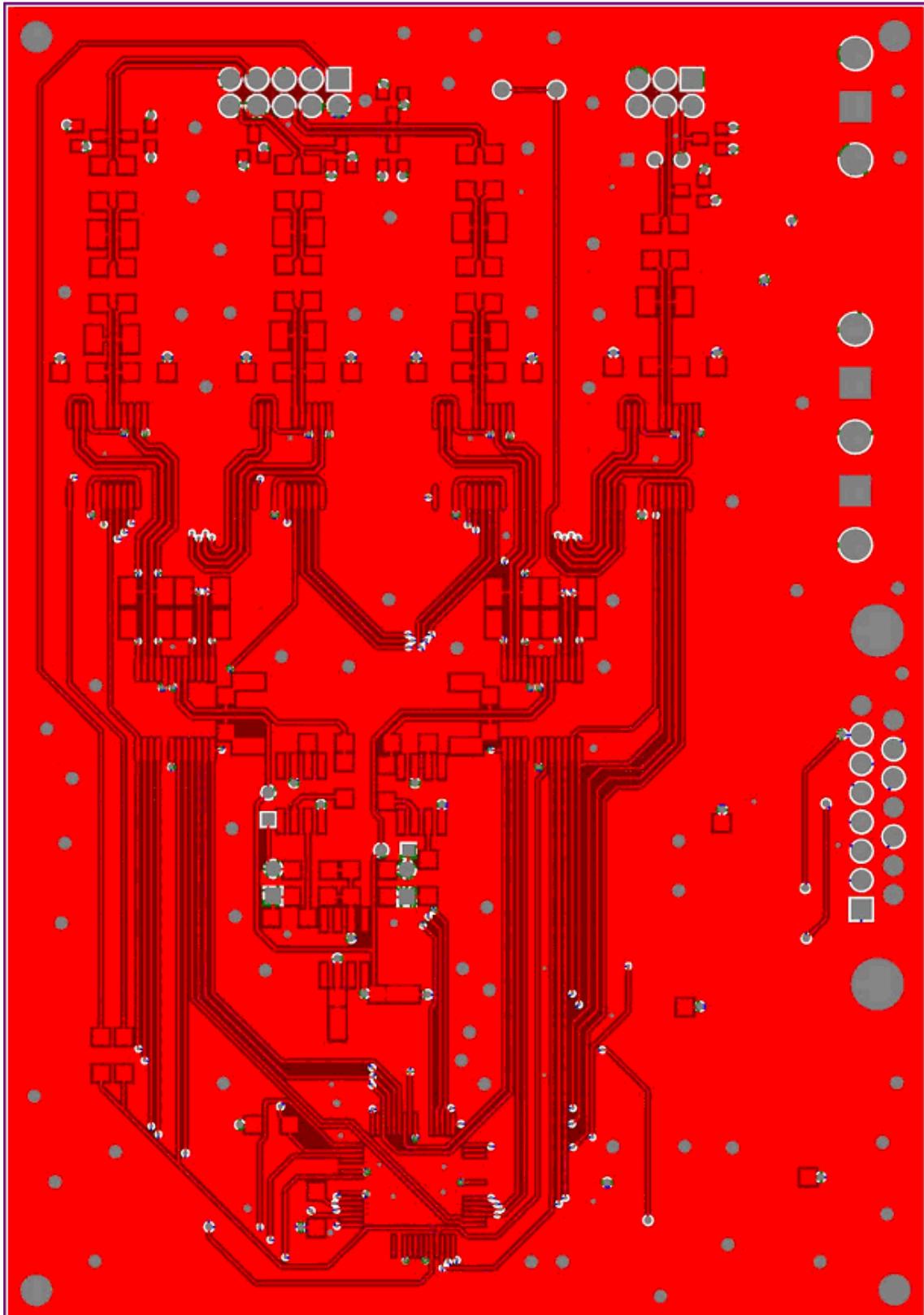
Descripción de las subrutinas del programa *Jitter test (método 2)*:

Subrutina	Descripción
<i>Select option</i>	Selección de la función a ejecutar por el programa.
<i>Save data file</i>	Permite recibir y almacenar datos vía puerto serie del PC.
<i>Save Front Panel Image</i>	Guarda en un fichero una imagen del panel de control del programa.
<i>Jitter Analysis</i>	Realiza un análisis del jitter presente en la señal de reloj de los convertidores ADC a partir de los datos almacenados mediante la opción <i>Save data file</i> utilizando el método 2 de la norma IEEE Std-1057.
<i>Sine fitting 3</i>	Ajusta una señal sinusoidal basado en 3 parámetros a los datos registrados.
<i>RMS Noise Calc</i>	Calcula el valor RMS de ruido a partir de la reconstrucción de la señal registrada anteriormente mediante <i>Save data file</i> .
<i>Jitter Calc</i>	Realiza el cálculo del error aleatorio de la base de tiempo.

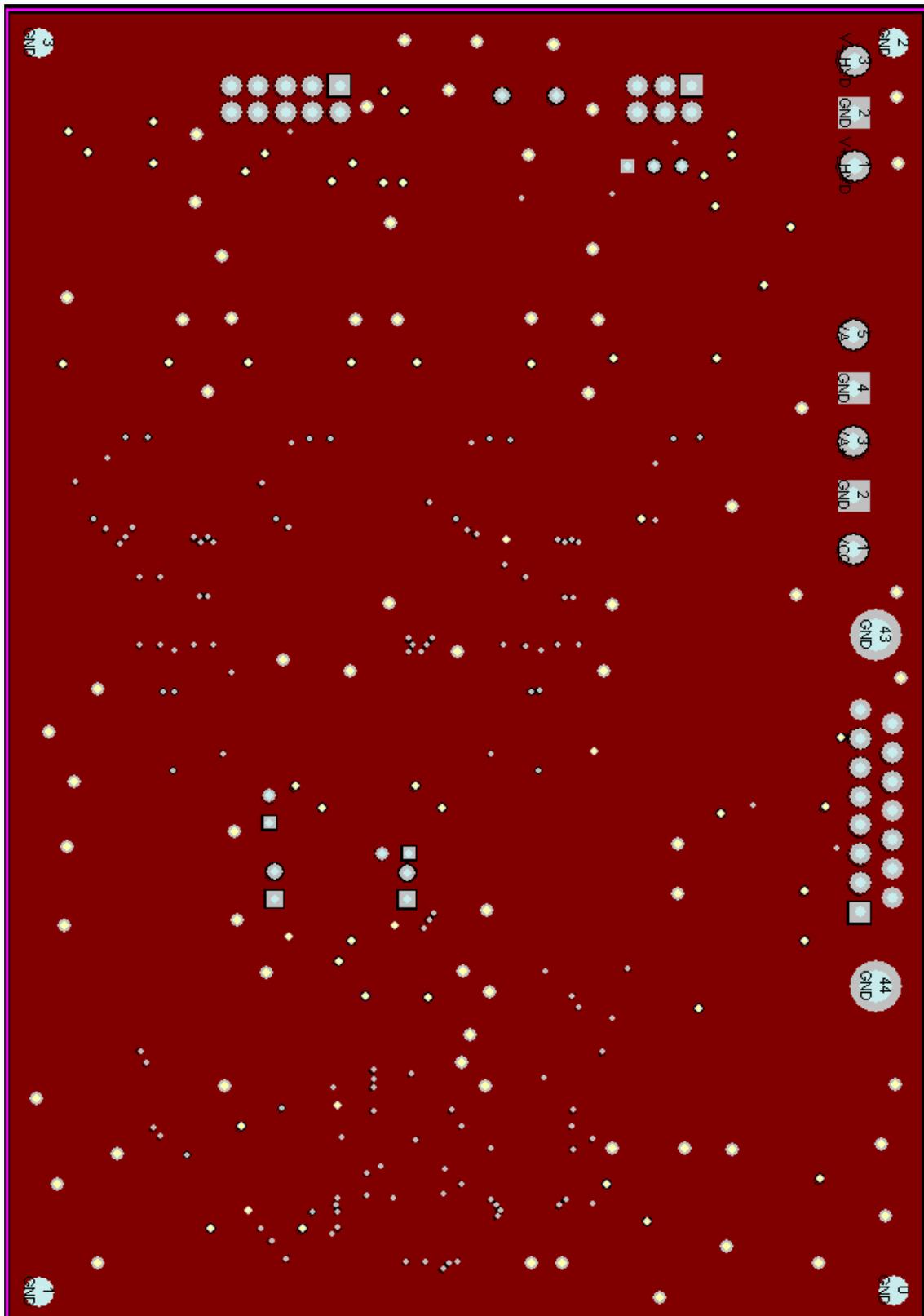
Anexo 2

Este anexo incluye las cuatro capas del diseño PCB (Printed Circuit Board) de la versión final del módulo de conversión ADC. Esta versión del módulo ha sido utilizado en la campaña oceanográfica CALIBRA (capítulo 6).

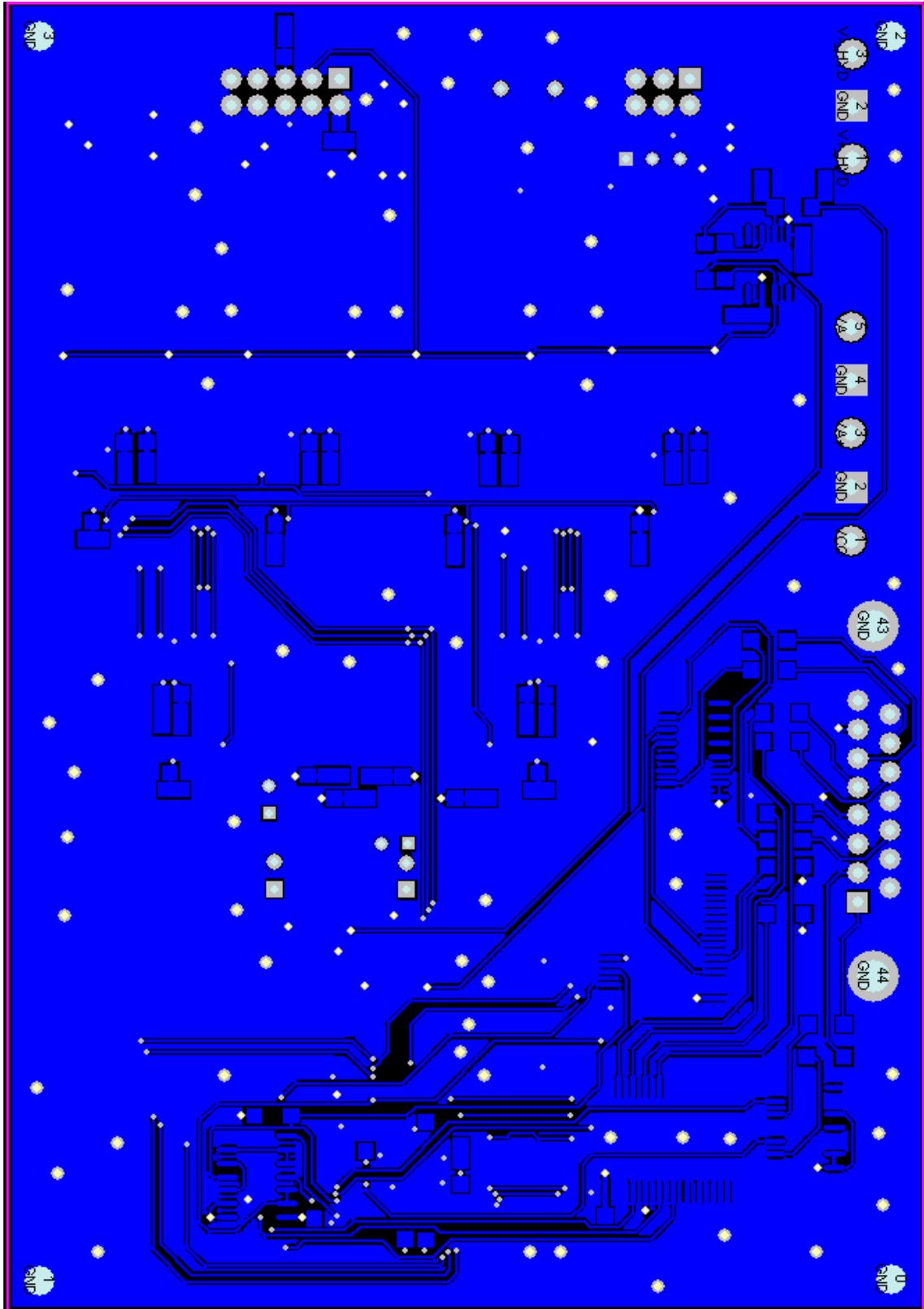
Top Layer:



Ground Layer:



Bottom layer:



Bibliografía

- 1- M. C. Sinha, T. R. E. Owen, M. Mason, "An ocean-bottom hydrophone recorder for seismic refraction experiments", *Marine Geophysical Researches*, Vol 5, pp 173-187, May 1987.
- 2- D. E. Koelsch, G. M Purdy, "An Ocean Bottom Hydrophone instrument for seismic refraction experiments in the deep ocean", *Marine Geophysical Researches*, Vol 4, No 1, 1979.
- 3- R. S. Jacobson, L. M. Dorman, G. M. Purdy, A. Schultz, S. C. Solomon, "Ocean Bottom Seismometer Facilities Available", *Eos, Transactions American Geophysical Union*, Vol 72, No 46, pp 506-506, 1991.
- 4- S. H. Johnson, R. E. McAlister, "Bottom seismometer observation of airgun signals at Lopez Island", *Marine Geophysical Researches*, Vol 5, pp 87-94, Mar 1981.
- 5- X. Li, J. Yuan, "Geophone orientation and coupling in three component sea-floor data: a case study", *Geophysical Prospecting*, Vol 47, pp 995-1013, Nov 1999.
- 6- B. Romanowicz, D. Stakes, J. P. Montagner, P. Tarits, R. Uhrhammer, M. Begnaud, E. Stutzmann, M. Pasyanos, J. F. Karczewski, S. Etchemendy, D. Neuhauser, " MOISE: A pilot experiment towards long term sea-floor geophysical observatories", *Earth Planets space*, Vol 50, pp 927-937, 1998.
- 7- A. Mànuel, J. Del Rio, G. Olivar, H. Torruella, X. Roset, J. J. Dañobeitia, A. Bermudez, T. Owen, " New generation Of ocean bottom Seismometers", *IEEE instrumentation and Measurement Technology Conference*, Anchorage, USA, 21-23 May, 2002.
- 8- D. E. Heffler, D. L. Barrett, "OBS development at Bedford Institute of Oceanography", *Marine Geophysical Researches*, Vol 4, pp 227-245, Dec 1979.
- 9- I. Vlad, "Ocean Bottom Seismometers in Japan", *Stanford Exploration Project*, Report 113, pp 433-443, Jul 2003.
- 10- J. Bialas, E. R. Flueh., "Ocean Bottom Seismometers", *Sea Technology*, n^o40, 4, pp 41-46. 1999.
- 11- J. Bialas, E. R. Flueh., J. Phipps Morgan., K. Schlesiak, G. Neuhaeuser , " Ocean bottom seismology in the third millennium", *Science Technology Synergy Research in the Marine Environment, Challenges for the Xxi Century*, Elsevier Science, pp 37-44, 2002.
- 12- J. C. Jones, A. Di Meglio, R.F.W. Coates, P.R. Atkins. "The design and Testing of a free-fall device for recording seismic activity beneath the ocean floor", *Oceans MTS/IEEE Conference Proceedings*, Oct 1998.
- 13- R. Erichsen, "Design criteria for automated data acquisition systems in the marine environment", *IEEE Conference & Exhibition OCEANS*, Vol 17, pp 225-229, Nov 1985.
- 14- F. B. Wooding, K.R Peal, J.T. Hallinan, J.A. Collins. "ORB-A new Ocean Bottom seismic data logger", *Sea Technology*, pp 85-89, 1998.
- 15- F. Garcia, E. L. Hixson, C. I. Huerta, H. Orozco, "Seismic Accelerometer", *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Vol 3, pp 24-26, May 1999.

- 16- IEEE Std 1057- "IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders", 1994.
- 17- IEEE Std 1241- "IEEE Standard for Terminology and Test method for Analog-to-Digital Converters". 2000.
- 18- I. Kollar, J. Márkus, "Sine Wave Test of ADCs: Means for International Comparison", IMEKO TC4 Workshop on ADC Modelling and Testing, Sep 2000.
- 19- P. Arpaia, F. Cennamo, P. Daponte, H. Schumny, "Modeling and Characterization of Sigma-delta Analog-to-Digital Converters", Instrumentation and Measurement Technology Conference, Vol 1, pp 96-100, May 1998.
- 20- Y. Berthoumieu, D. Dallet, "Parametric Spectral Analysis Tools for the Characterization of A/D Converters", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Vol 2, pp 989-992, May 1997.
- 21- D. Bellan, A. Brandolini, A. Gandelli, "ADC Nonlinearities and Harmonic Distortion in FFT Test", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Vol 2, pp 1233-1238, May 1998.
- 22- S. S. Awad, "Analysis of Accumulated Timing-Jitter in the Time Domain", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 47, pp 69-73, Feb 1998.
- 23- T. E. Linnenbrink, S. J. Tilden, M. T. Miller, "ADC Testing with IEEE Std-1241", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Vol 3, pp 1986-1991, May 2001.
- 24- J. Halamek, I. Viscor, M. Kasal, "Dynamic Range and Acquisition System", Measurement Science Review, Vol 1, pp 71-74, 2001.
- 25- N. Guiaquinto, "Fast and Accurate ADC Testing via Enhanced Sine Wave Fitting Algorithm", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 46, pp 1020-1025, Aug 1997.
- 26- M. Souders, D. R. Flach, C. Hagwood, G. L. Yang, "The Effect of Timing Jitter in Sampling Systems", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, pp 80-85, Feb 1990.
- 27- Y. C. Jenq, "Digital Spectra of Nonuniformly Sampled Signals: Theories and Applications Measuring Clock/Aperture Jitter of an A/D System", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, pp 969-971, Dec 1990.
- 28- N. Da Dalt, M. Harteneck, C. Sandner, A. Wiesbauer, "On the Jitter Requirements of the Sampling Clock for Analog-to-Digital Converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol 49, pp 1354-1360, Sep 2002.
- 29- H. W. Ott, "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", Second Edition, 1988.
- 30- D. Brooks, "Signal Integrity Issues and printed Circuit Board Design", Prentice hall, 2003.
- 31- H. Johnson, M. Graham, "High Speed Digital Design", Prentice Hall, 1993.
- 32- F. Y. Yuan, "Analysis of Power/Ground Noises and decoupling capacitors in Printed Circuit Board systems", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, pp 425-430, Aug 1997.
- 33- J. H. Kim, S. Han, O. Kwon, "Analysis of via in Multi-layer Printed Circuit Board in High Speed digital Systems", Electronic Materials and Packaging, pp 382-387, Nov 2001.

- 34- D. Moonligan, "Balanced and Unbalanced PCB Layer Stack-up For Controlling Radiated Emissions", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 1, pp 453-458, Aug 2000.
- 35- D. Moongilan, "Grounding Optimization Techniques for Controlling Radiation and Crosstalk in Mixed Signal PCBs", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 1, pp 495-500, Aug 1998.
- 36- M. Xu, T. H Tubing, J. L. Drewniak, T. P. Van Doren, R. E Dubroff, "Mitigating Power Bus Noise with Embedded Capacitance in PCB Designs", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 1, pp 496-500, Aug 2001.
- 37- J. Kim, M Swaminathan, Y. Suh, "Modeling of Power Distribution Networks for Mixed Signal Applications", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 2, pp 1117-1122, Aug 2001.
- 38- T. Shimoto, K. Matsui, Y. Shimada, K. Utsumi, "New High-Density Multi-layer Technology on PCB", IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol 2, pp 116-122, May 1999.
- 39- Ch. Schuster, W. Fichtner, "Parasitic Modes on Printed Circuit Boards and Their Effects on EMC and Signal Integrity", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol 43, pp 416-425, Nov 2001.
- 40- A. K. Ghose, S. K. Mandal, G. K. Deb, "PCB Design With Low EMI", International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility, pp 69-76, Dec 1995.
- 41- T. Hubing, "PCB EMC Design Guidelines: A Brief Annotated List", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 1, pp 34-36, Aug 2003.
- 42- M. S. Sharawi, "Practical Issues in high Speed PCB design", IEEE Potentials, pp 24-27, May/Ap 2004.
- 43- H. Liaw, H. Merkelo, "Signal Integrity Issues at Split Ground and Power Planes", Electronic Components and Technology Conference Proceedings, pp 752-755, May 1996.
- 44- D. Pitica, S. Lungu, O. Pop, "Signal Integrity Face to Face with EMC in PCB Design", 26th International Spring Seminar on Electronics Technology Proceedings, pp 280-283, May 2003.
- 45- S. Karunakaran, "Techniques to minimize cross-talk and ringing in Printed Circuit Boards", International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility Proceedings, pp 65-68, Dec 2003.
- 46- J. Fan, J. L. Knighten, D. Dressler, "The Effects of Signal Layer Positions in Multi-layer PCB Design", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Proceedings, Vol 1, pp 320-324, Aug 2002.
- 47- A. Carusone, K. Farzan, D. A. Johns, "Differential Signaling with a Reduced Number of Signal Paths", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol 48, pp 294-300, Mar 2001.
- 48- D. Xu, J. Chiu, "Design of a High-Order FIR Digital Filtering and Variable Gain Ranging Seismic Data Acquisition System", IEEE Southeastcon Proceedings, 1993.
- 49- M. A. Lombardi, "Automation of NIST Frequency Calibrations at Remote Sites", Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Vol 2, pp 618-622, May 1999.

- 50- IEEE Std-1193, "IEEE Guide for Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators", 1994.
- 51- IEEE Std-1139, "IEEE standard definitions of physical quantities for fundamental frequency and time metrology", 1999.
- 52- B. Waltrip, O. B. Laug, G. N. Stenbakken, "Improved Time-Base for Waveform Parameter Estimation", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 50, pp 981-985, Aug 2001.
- 53- R. K. Karlquist, H. M. Stephanian, "Manufacturing Issues for a High Performance Crystal Oscillator", International Frequency Control Symposium Proceedings, pp 238-246, Jun 2000.
- 54- R. L. Filler, V. J. Rosati, S. S. Schodowsky, J. R. Vig, "Specification and measurement of The Frequency Versus Temperature Characteristics of Crystal Oscillators", Annual Symposium on Frequency Control Proceedings, pp 253-256, Jun 1989.
- 55- W. D. Beaver, C. K. Lau, X. M. Sun, S. K. Xu, "TCXO Test System for Mass Production", International Frequency Control Symposium Proceedings, pp 361-365, ay 2002.
- 56- D. Hubic, D. Vasijevic, "Temperature Compensation of Crystal Oscillators Using uC- uCTCXO", International Frequency Control Symposium Proceedings, pp 587-593, 1994.
- 57- T. N. Osterdock, J. A. Kusters, "Using a New GPS Frequency Reference in Frequency Calibration Operations", International Frequency Control Symposium Proceedings, pp 33-39, 1993.
- 58- M. A. Lombardi, "Frequency Measurement", National Institute of Standards and Technology, 1999.
- 59- A. W. Sauter, L. M. Dorman, "Instrument Calibration of Ocean Bottom Seismometers", Marine Geophysical Researches, Vol 8, pp 265-275, 1986.
- 60- J. Shoukens, R. Pintelon, "Measurement of Frequency Response Functions in Noisy Environments", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, pp 905-909, Dec 1990.
- 61- O. M Solomon, "The effects of windowing and quantization error on the amplitude of frequency-domain functions," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.41, pp. 932-937, Dec. 1992.
- 62- I. Kollar, "Evaluation of Sine Wave tests of ADCs From Windowed Data", Computer Standards and Interfaces, Vol 22, pp 261-268, 2000.
- 63- W. A Prothero, "A Digital Event-Recording Ocean Bottom Seismometer Capsule", Marine Geophysical Researches, Vol 3, pp 119-141, 1976.
- 64- J. Pulliam, Y. Nakamura, B. Yates, "Earthquakes recorded with UTIG broadband Ocean Bottom Seismograph", AGU Fall meeting, Supplement to EOS Transactions, Vol 80, pp 644, 1999.
- 65- A. J. Rafaneli, W. B. Robinson. "Determination Of Sea Bottom Temperature Variations and Their Effect on Underwater Data Recorder Electronics", Oceans 2000 MTS/IEEE Conference Proceedings, Vol 3, pp 1685-1694, Sep 2000.

- 66- H. Renders, J. Schoukens, G. Vilain, "High-Accuracy Spectrum Analysis of Sampled Discrete Frequency Signals by Analytical Leakage Compensation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 33, pp. 287-292, Dec. 1984.
- 67- M. Dario, H. Ozbolt, "Adriatic sea Noise Spectrum Measurement and Polynomial Approximation", *Oceans 1998 MTS/IEEE Conference Proceedings*, Vol 3, pp 1364-1367, Sep 1998.
- 68- P. Prasada Rao, S. Rajput, A. R. Sridhar, N. K. Thakur, S. I Reddi, "Model Studies of Ocean Bottom Seismometer for Gas-Hydrate Exploration", *Current Science*, Vol 87, no 5, pp 667-673, Sep 2004.
- 69- N. Bangs, M. Sen, Y. Nakamura, "A Seismic investigation of Gas-Hydrate Accumulation Along the Oregon Convergent Margin", University of Texas, Institute of Geophysics, Aug 2001.
- 70- M. A. Lombardi, "Remote Frequency Calibrations: The NIST frequency Measurement and Analysis Service", National Institute of Standards and Technology, 2004.
- 71- M. A. Lombardi, L. M. Nelson, A. N. Novick, V. S. Zhang, "Time and Frequency Measurements Using Global Positioning Systems", National Institute of Standards and Technology, 2001.
- 72- F. Zhang, Z. Geng, W. Yuan, "The Algorithm of Interpolating Windowed FFT for Harmonic Analysis of Electric Power System", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol 2, Apr 2001.
- 73- P. Carbone, E. Nunzi, D. Petri, "Windows for ADC Dynamic Testing via Frequency-Domain Analysis", *IEEE Transactions on Measurement and Technology*, Vol 50, No 6, Dec 2001.
- 74- D. K. Mishra, "ADC testing Using Interpolated Fast Fourier Transform Technique", *International Journal of Electronics*, Vol 90, Jul 2003.
- 75- C. I. Huerta, K. H. Stokoe, J. Pulliam, C. Valle-Molina, J. M. Roessete, "Spectral Characteristics of Earthquake recorded on the gulf of Mexico Seafloor and Modelling of Soft Marine Sediments", *International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering*, June 8-13, 2003.
- 76- X. Yang, Y. J. Gu, P. Shen, X. Liu, Z. Zheng, "A Study of Adaptive Methods for Decoupling Overlapping Seismic Records", *Pure Applied Geophysics*, 2006.
- 77- J. Havskov, G. Aguacil, "Instrumentation in Earthquake Seismology", Springer, 2004.
- 78- J. Peterson, "Observations and modeling of seismic background noise. U.S. Geol. Survey Open-File Report 93-322, 95 pp. 1993.
- 79- P. Borman, "New Manual of Seismological Observatory Practice", 2002.
- 80- Y. hello, B. A. Yates, A. Anglade, A. Gailler, Ph. Charvis "Hippocampe: a New Versatile Ocean Bottom Seismometer", *Geophysical Research Abstracts*, European Geosciences Union (EGU), Vol 8, 2006.
- 81- Y. Auffret, P. Pelleau, F. Klingelhofer, L. Geli, J. Crozon, J.Y. Lin, J.-C. Sibuet, "MicrOBS : A New Generation Of Ocean Bottom Seismometer", *First Break*, Vol 22, pp 41-47, 2004.
- 82- X. Roset, A Manuel-Lazraro, S. Shariat-Panahi, J. Del Rio, "Calibration and modelling of a Bottom Sea Geophone Based on Virtual Instrument", *IEEE instrumentation and Measurement Technology Conference*, Warsaw, 1-3 May, 2007.

- 83- A. Manuel-Lazaro, S. Shariat-Panahi, H. Toruella, J. Cadena, J. Del Río, G. Olivar, T. Bermudez, T. Owen, "Design of a Geophone For Marine Seismology", IEEE instrumentation and Measurement Technology Conference, Vail-USA, 20-22 May, 2003.
- 84- F. Alegria, A. Cruz Serra, "Uncertainty of ADC Random Noise Estimates Obtained with the 1057 Standard Test", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 54, n^o 1, pp. 110-116, February 2005.
- 85- A. A. Pazos Garcia, "Estación Sísmica Digital. Tratamiento Digital de Señales", Tesis doctoral, Universidad de Cadiz, 2003.
- 86- A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", McGraw-Hill, 3rd edition, 1991.
- 87- I. Rodriguez, A. Mánuel, A. Carlosena, A. Bermúdez, J. Del Rio, S. Shariat Panahi, "Signal Processing in Ocean Bottom Seismographs for Refraction Seismology", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 55, n^o 2 pp. 652-658, 2006.
- 88- D. Jarman, "A Brief Introduction to Sigma-Delta Conversion", Intersil Corporation, Application Note AN9504, 1999.
- 89- Y. W. Nijim, W. B. Mikhael, "Lossless Compression of Seismic Signals Using Differentiation", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol 34, No 1, pp 52-56, January 1996.
- 90- S. D. Stearns, L. Tan, N. Magotra, " Lossless Compresión of Waveform Data for Efficient Storage and Transmisión", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol 31, No 1, pp 645-654, May 1993.
- 91- F. Livingston, N. Magotra, W. McCoy, S. D. Stearns, "Lossless Data Compression in Real Time", Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol 2, pp 1247-1250, October 1994.
- 92- F. Livingston, N. Magotra, W. McCoy, " Real Time Seismic Event Detection and Lossless Waveform Compression Using TMS320C30", Fourth Annual TMS320 Educators Conference, Dallas, 1994.
- 93- V. Sallares, P. Charvis, E. R Flueh, J. Bialas, "Seismic structure of the Carnegie ridge and the nature of the Galapagos hotspot. Geophys". J. Int. 161, pp 763–788, 2005.
- 94- V. Sallares, "Estrcutura Litosférica de istmo de Costa Rica: Efectos del Magmatismo en el margen Convergente de un plateau Oceánico", PHD thesis, University of Barcelona, Spain.
- 95- R. J. Urick, "Principles of Underwater Sound for Engineers", McGraw-Hill, 1967.