



**UNIVERSIDAD DE ORIENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE CONTROL AUTOMÁTICO**

**CALIBRACIÓN DE SENSORES SÍSMICOS MEDIANTE EL USO DE
SEÑALES ESTOCÁSTICAS**

**Tesis presentada en opción al grado científico de Doctor en Ciencias
Técnicas**

EDUARDO RAFAEL DIEZ ZALDÍVAR

**Santiago de Cuba
2016**



**UNIVERSIDAD DE ORIENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE CONTROL AUTOMÁTICO**

**CALIBRACIÓN DE SENSORES SÍSMICOS MEDIANTE EL USO DE
SEÑALES ESTOCÁSTICAS**

**Tesis presentada en opción al grado científico de Doctor en Ciencias
Técnicas**

**Autor: Ing. Eduardo Rafael Diez Zaldívar, Investigador Agregado
CITMA**

Tutores

Prof. Titular Rafael Arturo Trujillo Codorniú, Dr. C.

Prof. Titular Israel Francisco Benítez Pina, Dr. C.

**Santiago de Cuba
2016**

AGRADECIMIENTOS

En el desarrollo de cualquier trabajo investigativo que conduzca a un doctorado, siempre existe un grupo de personas que constituyen el soporte vital del aspirante y que, por elemental sentido ético y de justicia, es preciso mencionar.

De antemano pido disculpas si olvido a alguien importante, en aras de agradecer los aportes de otros que considero esenciales; espero le quede el consuelo de que tiene un lugar en mi mente y en mi corazón, además de gozar de mi eterno afecto.

Quisiera, en primer lugar, agradecer a mis familiares cercanos, a mis hijos Eduardo, Beatriz y Lauren, a mi esposa Viana y a mi hermana Sara por su apoyo, aliento y ayuda durante todo el proceso, largo y difícil, de la investigación; por su comprensión de la necesidad de ausentarme durante largos períodos de tiempo del hogar y por su lealtad incondicional, además de sus consejos y críticas que mucho me han ayudado en esta difícil tarea.

A los doctores Rafael Arturo Trujillo Codorniú e Israel Francisco Benítez Pina, por la acertada conducción científica de mi trabajo como aspirante y sus sabios y útiles consejos durante la revisión del informe de la investigación. En ellos he encontrado, además de brillantes aportes científicos al tema y profesionales revisiones de los informes en cada etapa, un optimismo que ha sido igualmente importante para llegar hasta aquí.

A los doctores Enrico Priolo, David Zuliani, y demás colegas del departamento “Centro di Ricerche Sismologiche (CRS)”, perteneciente al “Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale (OGS)”, por su colaboración y ayuda en el diseño y desarrollo de los experimentos relacionados con la investigación que condujo a este proyecto de tesis y por su constante desvelo por mis condiciones de vida y trabajo en Italia durante las estancias en ese país.

Al Centro Internacional de Física Teórica “Abdus Salam” quien, a través de su programa de entrenamientos en laboratorios italianos (TRIL), ha financiado los viajes y estancias de investigación en la OGS.

Al doctor Luis Vázquez Seisdedos, a quien me une una estrecha amistad desde hace más de veinticinco años, primero como mi tutor de tesis de pre-grado, luego como mi colega de trabajo en el CENAIIS y, finalmente, como consultante privado, amigo y consejero; de quien he recibido muchas ideas útiles e información sobre aspectos vitales de los ejercicios de atestación y pre-defensa.

A los colegas del departamento de Control Automático de la Universidad de Oriente, los doctores Ania Lussón, Mercedes Ramírez y la MSc. Saddid Lamar, por sus acertadas críticas, constante apoyo y ayuda durante las diferentes etapas de este largo camino.

Agradecimientos

A mis colegas del departamento de instrumentación del CENAIS, ingenieros Cándido Montenegro Moracén y Manuel Cutié Mustelier, quienes me han exonerado de las labores rutinarias del día a día para permitirme una mayor concentración en esta tarea.

Finalmente, a los detractores, incrédulos y pesimistas que creyeron imposible llegar a este punto, a ellos también les agradezco ya que con su actitud me compulsaron a estudiar más y a mejorar cada día mis habilidades y conocimientos sobre esta temática.

A todos, mi gratitud.

DEDICATORIA

A mis padres, dondequiera que estén, por su amor, educación y enseñanzas.

A mis hijos, con el deseo de que emprendan y continúen el camino de la ciencia.

A todos los colegas del CENAIIS y la Universidad de Oriente.

PENSAMIENTO

“Un científico debe tomarse la libertad de plantear cualquier cuestión, de dudar de cualquier afirmación, de corregir errores”.

Julius Robert Oppenheimer, (físico norteamericano)

“Daría todo lo que sé, por la mitad de lo que ignoro”.

René Descartes, (filósofo, matemático y físico francés)

SÍNTESIS

La detección y registro adecuado de los eventos sísmicos con el objetivo de mitigar los efectos destructivos de este tipo de fenómeno natural, es un proceso de particular importancia en los estudios relacionados con los terremotos y la dinámica interna del planeta.

En este sentido, la precisión en la obtención de la respuesta en frecuencia de los instrumentos dedicados a la detección de estos eventos permite reconstruir, con mayor exactitud y a partir de las señales registradas, el movimiento real del terreno y en tal sentido aplicar de forma eficaz las metodologías de análisis correspondientes. La investigación está dedicada a la obtención de un método de calibración que permita aumentar esta precisión y que sea aplicable a todos los tipos de instrumentos.

En tal sentido, esta tesis ofrece:

- (i) Un nuevo método de calibración de sismómetros y acelerómetros, basado en la caracterización de estos instrumentos como Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo (LTI) y en el uso de señales estocásticas de ruido blanco para excitarlos, aplicando un método no-paramétrico de identificación de sistemas (ISIS): el análisis espectral.
- (ii) El diseño de un dispositivo llamado mesa vibratoria para aplicar este método, donde se detallan las soluciones técnicas correspondientes.
- (iii) La validación del método propuesto para demostrar sus ventajas con relación a otros esquemas de calibración.

De esta forma, a través de los resultados obtenidos, es posible aumentar la precisión en el análisis de los parámetros energéticos de los terremotos y mejorar la calidad del dato sísmico.

Glosario de abreviaturas

A/D -- Analog/Digital Converter (Convertidor analógico-digital).

ASCII -- American Standard Code for Information Interchange; (Código Estándar Americano para Intercambio de Información).

CENAI -- Centro Nacional de Investigaciones Sismológicas.

CI -- Circuito Integrado.

CRS -- Centro di Ricerche Sismologiche (Centro de Investigaciones Sismológicas).

D/A -- Digital/Analog Converter (Convertidor digital-analógico).

DIN -- Deutsches Institut für Normung e. V. (Instituto Alemán de Normalización).

EA -- European Agency (Agencia Europea).

ECM -- Error Cuadrático Medio.

EE -- Espacio-Estados.

EEGs -- Electro-Encefalogramas

EEPROM -- Electrical erasing programable memory, (Memoria programable eléctricamente).

EGCs -- Electro-Cardiogramas.

EMGs -- Electro-Miográficas.

ERCM -- Error relativo cuadrático medio.

ESA -- Estacionaria en Sentido Amplio.

ETFE -- Empirical Estimate (Estimación Empírica).

FIFO -- First Input, First Output (Primera Entrada, Primera Salida)

FFB -- Force-Feedback Balance (Realimentación de fuerza balanceada).

GEOFON -- GEOForschungsNetz (Red del Instituto de Geo-ciencias de Alemania).

GNU -- GNU's Not Unix (Proyecto de Linux código abierto).

GPS -- Global Positioning System (Sistema de Posicionamiento Global).

GSN -- Global Seismographic Network (Red Sismográfica Global).

GUI -- Graphical User Interface (Interfaz Gráfica de Usuario).

GUM -- Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (Guía para la determinación de las Incertidumbres en la Medición).

IIR -- Infinite impulse response (Respuesta infinita a impulso).

IO/R -- Input/Output read (Lectura entrada/salida).

IO/W -- Input/Output write (Escritura entrada/salida).

ILAC -- International Laboratory Accreditation Cooperation, (Cooperación Internacional de Laboratorios de Acreditación).

INGV -- Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia (Instituto Nacional de Geofísica y Vulcanología).

IRIS -- Incorporated Research Institutions for Seismology (Unión de Instituciones de Investigación de Sismología).

IRQ -- Interruption request (solicitud de interrupción)

ISIS -- Identificación de Sistemas.

ISO -- International Organization for Standardization (Organización Internacional para la Estándarización).

LDDM -- Laser Doppler Displacement Meter (Medidor de Desplazamiento Láser Doppler).

LDS-3000 -- Laser Displacement Spectrometer (Espectrómetro de Desplazamiento Láser).

LTI -- Lineal Time Invariant (Lineal Invariante en el Tiempo).

Mc -- Magnitud por Coda.

M_L -- Magnitud Local.

M_w -- Magnitud por Momento.

NIST -- National Institute of Standards and Technology (Instituto Nacional de Estándares y Tecnología).

N4SID -- State-space Model (Modelo de Espacio-Estado).

OGS -- Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale (Instituto Nacional de Oceanografía y de Geofísica Experimental).

PEM -- Prediction error model (modelo de error de predicción).

PLD -- Programmable Logic Device (Dispositivo Lógico Programable).

PSD -- Power Spectral Density, (Densidad Espectral de Potencia).

RAM -- Random Access Memory, (Memoria de Acceso Aleatorio).

RS-232 -- Recommended Standard 232 (Estándar recomendado 232).

SEISAN -- SeisAn Earthquake analysis software (Programa de análisis de terremotos).

SPA -- Spectral Analysis (Análisis Espectral).

TFEstimate -- Transfer Function Estimate (Estimación de la Función de Transferencia).

UO -- Universidad de Oriente.

VELA-UNIFORM -- VELA Project (Proyecto VELA).

VIM -- Vocabulario Internacional de Metrología.

WWSSN -- World-Wide Standard Seismograph Network (Red Sismológica Global Estándar).

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	i
DEDICATORIA	iii
PENSAMIENTO	iv
SÍNTESIS	v
Glosario de abreviaturas	vi
Índice de figuras.....	xi
Índice de tablas	xii
INTRODUCCIÓN	1
Objetivos específicos:	7
Aportes y novedad	8
Estructura del informe investigativo.....	9
CAPITULO 1. ELEMENTOS TEÓRICOS DE SISMOMETRÍA Y VALORACIÓN CRÍTICA DE LOS MÉTODOS DE CALIBRACIÓN DE SENSORES SÍSMICOS ... 11	
1.1. El sensor sísmico	11
1.2. Análisis temporal del sistema	15
1.2.1. Determinación de la constante de amortiguamiento.....	17
1.2.2. El sensor con transductor electromagnético	18
1.3. Análisis del sistema en el dominio de la frecuencia	19
1.4. Tipos de sensores	21
1.5. Influencia de la respuesta en frecuencia del sensor sobre la señal que registra.....	23
1.6. Calibración de sensores sísmicos. Análisis crítico de los métodos de calibración.....	25
1.6.1. Inyección de señales sinusoidales.....	26
1.6.2. Inyección de señales con conmutación.....	27
1.6.3. Usando otro sismómetro como referencia	28
1.6.4. Mediante la respuesta ante un impulso	28
1.6.5. Método de calibración “ <u>Stepwise motion</u> ”	29
1.6.6. Calibración de acelerómetros usando la inclinación (<u>tilt</u>)	30
1.7. Errores en la determinación de la magnitud local	31
1.8. Conclusiones parciales.....	32
CAPITULO 2. PROPUESTA DE MÉTODO DE CALIBRACIÓN MEDIANTE EL USO DE SEÑALES ESTOCÁSTICAS DE RUIDO BLANCO	33
2.1. Antecedentes	33
2.2. El sensor sísmico como sistema LTI	36

2.2.1. Respuesta de un sistema LTI	36
2.3. Análisis de las señales estocásticas.....	37
2.4. Análisis temporal de la interacción de un sistema LTI con una señal ESA	38
2.5. Análisis en frecuencia de la interacción de un sistema LTI con una señal ESA	40
2.6. Determinación de la respuesta en frecuencia de los sensores sísmicos	43
2.7. La generación del ruido blanco para la excitación de la mesa de calibración	44
2.7.1. Análisis de la respuesta en frecuencia de la tarjeta de sonido	45
2.7.2. Análisis de la respuesta en frecuencia del amplificador de potencia.....	46
2.7.3. Análisis de la respuesta en frecuencia de los vibradores	47
2.7.4. Solución propuesta para la generación de las señales de ruido blanco.....	52
2.8. Conclusiones parciales.....	54

CAPITULO 3. DISEÑO DEL DISPOSITIVO PARA APLICAR EL MÉTODO PROPUESTO..... 56

3.1. Estructura mecánica.....	57
3.1.1. El colchón de aire y la reducción del rozamiento	58
3.1.2. El diseño práctico.....	60
3.1.3. Límites físicos de la mesa vibratoria	61
3.2. El sensor láser de medición de desplazamiento.....	62
3.2.1. Diseño de la tarjeta de interfaz PC-sensor láser. El driver Kernel para la gestión de la tarjeta	63
3.3. Digitalización de las señales procedentes de los sensores.....	65
3.4. Matlab, sus paquetes de procesamiento de señales y de entorno visual	66
3.4.1. Generación de las señales de ruido blanco desde Matlab.....	66
3.4.2. Método del periodograma para la determinación de la PSD	68
3.4.2. VIBROCALC, programa de cálculo de la respuesta en frecuencia.....	70
3.5. Conclusiones parciales.....	77

CAPITULO 4. VALIDACIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO..... 79

4.1. Aplicabilidad del método.....	80
4.2. Cálculo de errores absolutos instrumentales.....	81
4.2.1. Cálculo de errores provocados por el interferómetro láser LDS 3000	81
4.2.2. Cálculo de errores provocados por el amplificador de instrumentación INA103 ..	82
4.2.3. Cálculo de los errores provocados por los convertidores analógicos-digitales	84
4.2.4. Cálculo de los errores provocados por el convertidor A/D DSP Crystal CS5321 ..	85
4.3. Experimentos realizados para validar el método propuesto	86
4.3.1. Análisis de la precisión a través de la comparación con un patrón	87
4.3.1.1. Prueba de Hipótesis (comparación con patrón)	88

4.3.2. Validación del método a través del cálculo de M_L	89
4.3.3. Comparación de la dispersión de los valores obtenidos por el método propuesto, con los valores del método de inyección de señales sinusoidales	91
4.3.3.1. Prueba de hipótesis (comparación entre métodos).....	93
4.4. Incertidumbre de la medición	94
4.5. Trazabilidad y normas	95
4.6. Conclusiones parciales.....	97
CONCLUSIONES	98
RECOMENDACIONES	100
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	101
ANEXOS A	112
Anexo A1: Respuesta de un sistema de segundo orden a un escalón unitario	112
Anexo A2: Esquema simplificado de un péndulo mecánico del tipo masa-resorte con transducción electromagnética.....	112
Anexo A3: Respuesta en frecuencia de un péndulo físico.....	113
Anexo A4: Rangos de frecuencias de las señales sísmicas	113
Anexo A5: Tabla de los rangos de frecuencias en que se manifiesta la señal sísmica.....	114
Anexo A6: Señal correspondiente a un terremoto lejano registrado mediante diferentes instrumentos.....	114
Anexo A7: Tabla resumen de los métodos de calibración y sus propiedades	115
ANEXOS B	116
Anexo B1: Esquema de las modificaciones realizadas a la tarjeta de sonido.....	116
Anexo B2: Gráfico de la respuesta en frecuencia del amplificador de instrumentación ...	116
Anexo B3: Esquema simplificado del vibrador PERMA-DYNE 120S	117
Anexo B4: Representación de las señales de ruido usadas en el diseño propuesto.....	117
Anexo B5: Representación de los espectros de ruido de las señales usadas	118
Anexo B6: Señal de ruido antes y después del filtrado	118
ANEXOS C	119
Anexo C1: Fotografía de la mesa de calibración	119
Anexo C2: Mesa vibratoria propuesta (calibración de los sensores verticales)	120
Anexo C3: Mesa vibratoria propuesta (calibración de los sensores horizontales)	121
Anexo C4 a, b, c, d, e y f: Fotografías de los elementos estructurales de la mesa	122
Anexo C5: Fotografía de los elementos estructurales (tapa de la cajuela)	123
Anexo C6: Fotografía de los elementos estructurales (base de la cajuela).....	123

Anexo C7: Limitaciones físicas del dispositivo de calibración	124
Anexo C8: Esquema eléctrico general de la tarjeta de adquisición de datos del láser	125
Anexo C9: Tarjeta de adquisición de datos del láser	126
Anexo C10: Representación de las señales de pilotage	126
Anexo C11: Gráfico de la señal del canal A en el dominio del tiempo.....	127
Anexo C12: Gráfico de la señal del canal A en el dominio de la frecuencia	127
Anexo C13: Reporte final en formato TXT	128
ANEXOS D	129
Anexo D1: Caso de estudio: Reporte técnico de calibración de la red INGV	129
Anexo D2: Caso de estudio: Reporte técnico de calibración de la red CRS	130
Anexo D3: Curva de calibración de un sismómetro de corto período SM-3.....	131
Anexo D4: Curva de calibración de un sismómetro de corto período UP-251	131
Anexo D5: Curva de calibración de un sismómetro de corto período Mark 50	132
Anexo D6: Curva de calibración de un sismómetro de corto período Lennartz 3D-1s.....	132
Anexo D7: Curva de calibración de un sismómetro Lennartz LE-3D/5s	133
Anexo D8: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Guralp CMG40	133
Anexo D9: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Trillium 120p	134
Anexo D10: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Trillium 141	134
Anexo D11: Curva de calibración de un acelerómetro Kinematics Episensor	135
Anexo D12: Curva de calibración de un acelerómetro MEMS	135
Anexo D13: Curvas comparativas entre el método tffestimate y el patrón	136
Anexo D14: Tabla de comparación con patrón	137
Anexo D15: Tabla de valores para la evaluación tipo A de la incertidumbre	138

Índice de figuras

1.1.	Esquema simplificado de un péndulo mecánico del tipo masa-resorte	12
1.2.	Señal sinusoidal registrada con dos sismómetros diferentes	23
2.1.	Diagrama en bloques de los elementos que componen el metodo propuesto	35
2.2.	Sistema LTI excitado por señal estocástica en el dominio del tiempo	38
2.3.	Sistema LTI excitado por señal estocástica en el dominio de la frecuencia	40
2.4.	Esquema en bloques de las señales usadas en la mesa de calibración	43
2.5.	Esquema en bloques del flujo de la señal de ruido blanco	45
2.6.	Esquema en bloques de la tarjeta de audio modificada	46
2.7a.	Modelo físico del vibrador electromagnético	49
2.7b.	Modelo físico simplificado del vibrador electromagnético.....	49
2.8.	Modelo eléctrico del vibrador	50
2.9.	Función de transferencia del vibrador para diferentes valores de carga	51
3.1.	Esquema de principio para explicar las ecuaciones de fluido dinámica	59
3.2.	Esquema en bloques simplificado de la tarjeta de adquisición	64
3.3.	Algoritmo de diseño del programa VIBROCALC	71
3.4.	Ventana principal del programa VIBROCAL	72
4.1.	Elementos a tener en cuenta para el cálculo del error instrumental.....	81
4.2.	Esquema en bloques para la realización del experimento de calibración mediante inyección de señales.....	92

Índice de tablas

1.1. Valores de magnitud promedio obtenidos para cuatro terremotos	31
4.1. Sensores calibrados con el método propuesto	80
4.2. Comparación entre el método tffestimate con patrón	89
4.3. Magnitudes determinadas para seis terremotos locales.....	91
4.4. Comparación entre el método propuesto y el de inyección de señales sinusoidales	93

INTRODUCCIÓN

INTRODUCCIÓN

Los terremotos constituyen uno de los fenómenos naturales de más amplio efecto sobre la vida social y la infraestructura económica de los países en el mundo. Unidos a ciclones, tsunamis, lluvias torrenciales, epidemias y otros fenómenos pueden desacelerar, detener e incluso revertir el desarrollo de uno o varios países.

Estos fenómenos tienen su origen en la liberación abrupta de la energía acumulada en el interior de la Tierra, como resultado de los movimientos de las placas tectónicas que conforman la corteza terrestre (Yeats, 2012), además de otros elementos como el vulcanismo y diversos fenómenos asociados a la geología y geofísica (Stacey y Davis, 2014).

El interés del hombre por realizar el registro de las ondas sísmicas ha estado relacionado directamente con el desarrollo de la ciencia y la tecnología, específicamente la mecánica y la electrónica. A lo largo de la historia se pueden identificar las siguientes etapas en el desarrollo de los sensores sísmicos (Agnew, 2002).

- Invención de sismómetros de registro directo: instrumentos primitivos que solo podían determinar la dirección de la llegada de las ondas sísmicas.
- Diseño de sismómetros mecánicos basados en principios inerciales cuyas desventajas estaban dadas por sus enormes dimensiones y escasa banda de frecuencia.
- Introducción de los transductores electromagnéticos y reducción del tamaño de los sensores, cuyos defectos principales continuaron siendo el estrecho rango de frecuencias de registro y el poco rango dinámico efectivo.
- Descubrimiento del principio “force-feedback balance” (Wielandt, 1975).

Es solo a través del desarrollo tecnológico en las últimas décadas del siglo XX en el campo del diseño de sismómetros basados en este último principio, que se logró la creación de instrumentos con rango de frecuencia de registro extendido hasta cerca de 0,003 Hz, lo que se tradujo en la cobertura casi total del ancho de banda de la señal sísmica (Wielandt y Steim, 1986). En la actualidad la totalidad de los sismómetros y acelerómetros instalados son de tipo force-feedback.

En paralelo y con el objetivo de sistematizar el estudio de los terremotos se organizó el registro de estas señales en redes, que permitieron desarrollar métodos de análisis más confiables. En la década correspondiente a 1960-1970 se creó la red “World-Wide Standard Seismograph Network (WWSSN)” (Oliver y Murphy, 1971) bajo el programa VELA-UNIFORM, la que propone una red mundial de estaciones con el objetivo fundamental de estudiar las explosiones nucleares subterráneas, basado en el análisis de las ondas sísmicas (Allaby, A. y Allaby M., 1999).

Recientemente, las redes IRIS, GSN; (IRIS, 1985; Menke, 1991), GEOFON, FDSN y otras, basadas en el principio de “red de redes”, están integradas por cientos de estaciones pertenecientes a diversos países e institutos de investigación, y han sido definidos sus parámetros y estructuras de funcionamiento por Ottemöller (Ottemöller y Haskov, 2011). Su función principal radica en el monitoreo de la actividad sísmica a nivel global para terremotos con magnitud superior a cuatro grados, en la escala de Richter (Wu Min y otros., 2013).

Por otra parte, la detección y análisis de las señales sísmicas no se limita a la medición de una variable física, correspondiente a un fenómeno natural, sino que además sirve para caracterizar el entorno geólogo-tectónico en que se encuentra la región de estudio, a partir del análisis de las diferentes ondas, sus tiempos de llegada, rangos de amplitud-frecuencia y velocidades. Estos análisis permiten determinar las características del medio de propagación

y estudiar, por métodos indirectos, la estructura interna del planeta (Tibuleac y otros, 2011; Saraò y otros, 2016).

Esto es debido a que los estudios sobre la dinámica del planeta tienen la particularidad de la inexistencia de métodos directos de análisis de su estructura interna, producto de las limitaciones tecnológicas que tiene el hombre para realizar perforaciones a profundidades mayores de 12 kilómetros (Kola Superdeep Borehole, 2015), que permitan identificar los diferentes estratos que conforman el planeta en profundidad y determinar sus características fundamentales. En este sentido, la principal herramienta que existe para realizar estos estudios son las señales registradas de los terremotos, debido a que estos fenómenos se originan en una zona que, a los efectos de canal de medición, se puede considerar puntual. Estos eventos generan ondas que se propagan en todas direcciones y con diferentes niveles de energía; incorporando durante su recorrido información acumulada sobre el medio a través del cual se propagan.

En la trayectoria de las ondas sísmicas se puede considerar que las señales que se detectan son afectadas y filtradas fundamentalmente por dos grandes elementos. Estos corresponden al medio de propagación en sí mismo y al instrumento que detecta estas señales, en este caso los sismómetros y acelerómetros.

Este trabajo se enfocó en el análisis de la influencia que ejerce el sensor sobre la señal que registra para la reconstrucción, a partir del registro sísmico, de los valores originales correspondientes al movimiento del suelo y de esta forma obtener valores confiables, en términos de amplitud y frecuencia, para el posterior cálculo de los parámetros dinámicos y cinemáticos de los terremotos, así como la aplicación de los métodos indirectos de estudio del interior de la Tierra (Hutt y Ringler, 2011; Cesaire, Trujillo y Diez, 2016)

Bormann describe la influencia que sobre el registro de señales sísmicas tiene la respuesta instrumental del sensor sísmico y esto corrobora la necesidad de una correcta determinación de la respuesta en frecuencia de los sismómetros y acelerómetros (Bormann y otros, 2002).

Desde el punto de vista de la instrumentación sismológica se define entonces la **calibración** como un problema de identificación de sistemas para determinar la respuesta en frecuencia de estos instrumentos y a su vez, establecer la relación entre la señal de entrada, correspondiente al movimiento del terreno que excita al sensor y la de salida del sismómetro que es usualmente una señal eléctrica proveniente de un transductor incorporado al sistema (Wielandt, 2002).

Numerosos autores han descrito diferentes métodos de calibración, analíticos y empíricos. Los primeros enfocan el cálculo de la respuesta en frecuencia a partir del modelo matemático que caracteriza el comportamiento de un sistema del tipo masa resorte, mientras que los segundos excitan al sensor con diferentes señales, además de realizar mediciones directas sobre este que permiten obtener el valor de sus elementos electro-mecánicos y en función de ello calcular su respuesta en frecuencia (Pavlis y Vernon, 1994; Havskov y Alguacil, 2004 y Wiedlant, 2002).

Estos métodos presentan limitaciones y no reflejan el comportamiento real del sensor sísmico si se tienen en cuenta las variaciones en los componentes electrónicos y mecánicos producidos por el tiempo y su exposición a agentes físico-químicos, definidos por las condiciones medioambientales en que funcionan (Pratt y otros, 2006).

Además, a excepción del método “Stepwise Motion”, propuesto por Wiedlant que usa una mesa vibratoria prototipo construida por Lennartz Electronics, ninguno de los métodos reportados en la literatura aplica a los sensores, durante su calibración, una simulación lo más cercana al movimiento que sufren estos instrumentos durante su operación e incluso este solo aplica movimientos verticales para simular impulsos al sismómetro, con el objetivo de obtener su respuesta en frecuencia.

Varios autores han descrito las variaciones en el transcurso del tiempo de los parámetros de los instrumentos en las principales redes de adquisición y monitoreo de datos sísmicos

actuales. A pesar del desarrollo de eficaces procedimientos de instalación y aislamiento de los sensores sísmicos, se evidencian grandes variaciones de sus respuestas en frecuencia y de su estabilidad. Ekström ha determinado las variaciones de los instrumentos de largos períodos en las redes globales y en arreglos de estaciones (Ekström y otros, 2006; Ekström y Busby, 2008), mientras Evans enfatiza en el ruido propio de los sismómetros usados (Evans y otros, 2012; Evans y otros, 2014). Hinzen y Kovalek detallan las características y modificaciones que sufren los acelerómetros durante su explotación (Hinzen y Kovalek, 2010; Hinzen y otros, 2012), por su parte Pratt y Kumar particularizan en las condiciones de clima tropical húmedo (Pratt y otros, 2006; Kumar y otros, 2012). En el trabajo de Haney aparecen explicadas las principales correcciones necesarias para sismómetros de corto período y de banda larga (Davis y otros, 2005; Davis y Berger, 2007 y Haney y otros, 2012).

Los errores provocados por las variaciones de la respuesta instrumental de los sensores se manifiestan, fundamentalmente, en la determinación de las magnitudes locales (**M_L**) de los eventos sísmicos cuando se comparan estas con las magnitudes determinadas por coda (**M_c**) y por momento (**M_w**), donde se observan incrementos del valor de este error para terremotos con magnitudes menores que dos grados (Catálogo de terremotos, 2014).

Se puede sintetizar diciendo que las principales insuficiencias de los métodos de calibración están dadas porque las respuestas instrumentales obtenidas no tienen en cuenta los cambios producidos por los efectos del medio ambiente, además no están en correspondencia con el diseño y construcción de los sensores sísmicos en la actualidad. Los métodos clásicos se basan en la medición de parámetros físicos en el sensor y asumen otros datos suministrados por los fabricantes del instrumento, mientras los métodos de inyección de señales sinusoidales o de otro tipo ofrecen una curva de respuesta en frecuencia a partir de valores puntuales que no reflejan la respuesta completa del instrumento.

Por tanto el **problema científico** tratado en este trabajo está relacionado con las inexactitudes y errores que provocan los métodos de calibración de sensores sísmicos existentes en la obtención del registro instrumental y, por tanto, en el resultado final del registro y en el análisis de las señales sísmicas.

El análisis de este problema lleva a las siguientes interrogantes científicas:

¿Cómo disminuir los errores en la determinación de las **ML** de los terremotos a partir del desarrollo de un método de calibración que tenga en cuenta las variaciones físicas de los sensores sísmicos?

¿Cómo desarrollar y aplicar un método que considere al sensor sísmico como un sistema, independientemente de sus características constructivas internas y que permita obtener con mayor precisión los valores de su respuesta en frecuencia?

Como punto de partida para el desarrollo de este trabajo se asume como **hipótesis** que, si se excita un sensor sísmico mediante una señal estocástica de ruido blanco, se puede determinar la respuesta en frecuencia de este instrumento con mayor precisión, y corregir así los errores e inexactitudes de los métodos de calibración actuales.

Teniendo en cuenta esto, el **objeto de investigación** en este trabajo son los métodos de calibración de los sensores sísmicos, sus insuficiencias y la influencia de estas en el registro de señales sísmicas, mientras que el **campo de la investigación** se refiere al desarrollo de un método de calibración que garantice la determinación con mayor precisión de la respuesta en frecuencia de los sismómetros y acelerómetros.

El **objetivo general** de este trabajo es obtener un método de calibración que caracterice el comportamiento en frecuencia de los sensores inerciales, teniendo en cuenta todas las variaciones a que están sometidos los mismos en su ambiente de trabajo, lo que contribuirá al aumento de la precisión en la determinación de la respuesta en frecuencia de estos instrumentos, para así mejorar el análisis de los terremotos.

Objetivos específicos:

- Desarrollar un nuevo método de calibración a partir de un modelo obtenido, aplicando una técnica ISIS no paramétrica.
- Realizar el diseño de un dispositivo electrónico-mecánico que permita aplicar este método.
- Realizar la validación del método.

Tareas de investigación:

- Estudio de los principios en que se sustenta la concepción de sistemas inerciales para registro de terremotos: fundamentación matemática. Valoración crítica de los métodos de calibración actuales.
- Modelación de la respuesta del sensor sísmico ante la excitación mediante una señal estocástica para obtener su respuesta en frecuencia.
- Diseño de la infraestructura mecánica del dispositivo y de los algoritmos de operación y análisis.
- Validación del método propuesto, cálculo de los errores instrumentales en la medición. Realización de experimentos para la comparación con patrones. Comparación entre el método propuesto con el de inyección de señales sinusoidales y re-cálculo de las magnitudes locales.
- Determinación de las incertidumbres y trazabilidad del proceso de calibración.

Como métodos de investigación planteados se destacan: el **método histórico-lógico** usado al estudiar el origen de la instrumentación sísmica y la posterior evolución de los métodos de calibración, el **método sistémico** al relacionar los diferentes problemas para obtener uno general y su correspondiente solución, aplicando también el **método de análisis y síntesis** en el resumen de las ventajas y desventajas de otros métodos de calibración usados y sus posibles vías de solución; el **método de inducción-deducción**, que permitió integrar los

datos y la información obtenida sobre los métodos de calibración para generar nuevos conocimientos, lo que posibilitó exponer las bases de un nuevo método, el **método de modelación**, que se usó al exponer las bases teóricas del método y obtener los correspondientes modelos durante el proceso de identificación y finalmente el **método de medición y experimentación**, que se empleó fundamentalmente durante el diseño de la mesa de calibración y sus partes y en la validación del método propuesto.

Aportes y novedad

La **novedad científica** del trabajo radica en haber desarrollado una novedosa alternativa de calibración que, basada en las técnicas de mesas vibratorias, garantiza la obtención de la curva de respuesta a frecuencias, con una mayor precisión, en comparación con métodos usados en la actualidad para la calibración de estos instrumentos y que puede ser aplicado a todos los tipos de sensores. Además el trabajo se complementa con el diseño de una mesa con sus un enfoque diferente que permite aplicar el método propuesto.

Contribución teórica:

Obtención de un nuevo método de calibración que, basado en un modelo que se obtiene a partir de un método ISIS debidamente validado mediante pruebas experimentales, mejora la precisión en la determinación de la respuesta en frecuencia de estos instrumentos.

Contribución práctica:

Diseño y construcción de un dispositivo electrónico-mecánico para la aplicación del método propuesto aplicado a la calibración de sismómetros y acelerómetros.

Diseño de un algoritmo y creación de un programa especializado para el cálculo de la respuesta en frecuencia de los instrumentos que se calibran.

Contribución económica:

Ahorro económico por concepto de pago de este tipo de servicio, que es realizado por pocas empresas especializadas a nivel internacional, además de la posibilidad de obtener

dividendos económicos al ofrecer servicios de calibración de sensores sísmicos a instituciones de investigación y empresas regionales.

Contribución social:

Elaboración, a partir de un dato instrumental de mayor calidad, de estrategias más eficaces para la mitigación del riesgo sísmico y la protección de las vidas y bienes materiales de las personas que viven en las zonas de mayor peligro sísmico.

Estructura del informe investigativo

Está formado por la introducción, el desarrollo estructurado en cuatro capítulos, las conclusiones y recomendaciones sobre futuros campos de investigación, las referencias bibliográficas y los anexos correspondientes que permiten precisar y ampliar la información brindada en el informe.

En el primer capítulo se realiza un análisis de los fundamentos teóricos que definen el funcionamiento de los sensores sísmicos y su comportamiento en los dominios del tiempo y la frecuencia. Esto permite establecer bases teóricas para asimilar los aspectos tratados en los capítulos siguientes. Además se explican los métodos de calibración existentes y se realiza una evaluación crítica de los métodos actuales, lo que permite demostrar que estos introducen errores en la determinación de las magnitudes de los terremotos.

En el capítulo dos se exponen las bases teóricas que conforman el método propuesto del uso de señales de ruido blanco para la calibración de sensores sísmicos. Esto se logra mediante el método ISIS no-paramétrico de análisis espectral, considerando, como premisa, a los sismómetros y acelerómetros como LTI. Se obtienen las expresiones que describen la interacción entre los sistemas LTI y las señales de ruido blanco, en el dominio tiempo y sus equivalentes en frecuencia mediante el uso de relaciones entre las Densidades Espectrales de Potencia (PSD), así como las relaciones fundamentales para el cálculo de la respuesta en frecuencia para estos sistemas.

Se analiza la influencia de los elementos que intervienen en la generación y transmisión de la señal de ruido blanco sobre la respuesta a frecuencia general del sistema y se aportan soluciones para la generación, ecualización y filtrado de esta señal, con el objetivo de que pueda ser considerada, en todos los casos, como ruido blanco.

El capítulo tres está dedicado al diseño de la mesa de calibración, donde se describen las soluciones tecnológicas necesarias para garantizar la aplicabilidad del método propuesto en el capítulo anterior. Además, como uno de los aportes prácticos del trabajo, se presenta un programa, diseñado y escrito en Matlab, para la lectura de los datos y el cálculo de las funciones de respuesta en frecuencia de los sismómetros y acelerómetros.

Se establecen, desde el entorno Matlab, los comandos que definen los métodos ISIS no-paramétricos y paramétricos y se obtienen los modelos correspondientes y sus soluciones, lo cual permite comparar los resultados obtenidos.

El capítulo cuatro concluye con la validación del método propuesto en este trabajo. De forma experimental se muestran los resultados correspondientes a la calibración de diferentes instrumentos. Luego se identifican las fuentes de error instrumental en la cadena de medición propuesta y se muestran los valores numéricos del error obtenido.

Se realizan varios experimentos como la comparación con patrones, estimación de la desviación de valores del método propuesto en contraposición con el de inyección de señales sinusoidales y re-cálculo de las magnitudes locales. Finalmente, se determinan las incertidumbres asociadas al método y se exponen las consideraciones sobre la trazabilidad y la compatibilidad del método con las normativas internacionales en materia de calibración de sensores sísmicos.

**CAPITULO 1. ELEMENTOS TEÓRICOS DE SISMOMETRÍA Y
VALORACIÓN CRÍTICA DE LOS MÉTODOS DE CALIBRACIÓN DE
SENSORES SÍSMICOS**

CAPITULO 1. ELEMENTOS TEÓRICOS DE SISMOMETRÍA Y VALORACIÓN CRÍTICA DE LOS MÉTODOS DE CALIBRACIÓN DE SENSORES SÍSMICOS

En este capítulo se hace un análisis de los principios de funcionamiento de los sensores sísmicos, haciendo énfasis en sus particularidades. Se enuncian las principales relaciones matemáticas que describen el funcionamiento de estos instrumentos, así como su comportamiento en el dominio del tiempo y la frecuencia.

Además se realiza un análisis crítico de los métodos modernos de calibración de sensores sísmicos y se exponen sus principales limitaciones.

1.1. El sensor sísmico

Existen dos tipos fundamentales de sensores sísmicos, los sismómetros inerciales y los extensómetros, estos últimos, que miden el movimiento de un punto del terreno con relación a otro, resultan ser poco sensitivos para tamaños razonablemente pequeños. Esto ha provocado que en la práctica exista una mayor cantidad de sismómetros de tipo inercial en uso (Havskov y Alguacil, 2004).

Los sensores inerciales efectúan la medición del movimiento del terreno de forma indirecta, para aprovechar el principio de la inercia de un cuerpo, que tiende a mantener su estado inicial de reposo ante un movimiento externo, siempre y cuando haya aceleración.

Su comportamiento es similar al de un sistema LTI y puede ser descrito fundamentalmente en cuatro formas; mediante una ecuación lineal diferencial de segundo orden, a través de la

transformada de Fourier, usando la respuesta compleja y por último mediante la respuesta a impulso. En este trabajo se utiliza el método clásico de análisis de la ecuación lineal diferencial de segundo orden de este tipo de sistemas porque permite, a partir de las características físicas del instrumento, caracterizar su comportamiento de respuesta de frecuencia.

En el tratamiento de señales digitales estos sensores son descritos mediante métodos diferentes y se consideran como filtros recursivos (IIR), cuyos desarrollos se pueden encontrar en los trabajos de Oppenheim y Schafer, para análisis digital (Oppenheim y Schafer, 2009).

La forma común de analizar el comportamiento de los sismómetros es a través del análisis de un sensor mecánico típico del tipo masa-resorte con transductor electromagnético (Scherbaum, 1996).

Si se supone al sistema como inercial, el esquema básico está formado por un péndulo vertical compuesto por una carcasa, relativamente fija al terreno de la cual pende, mediante un resorte k , una masa M ; figura 1.1.

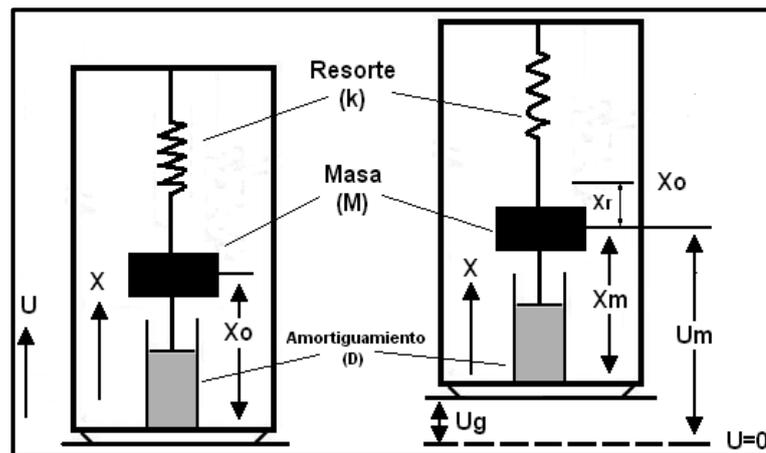


Figura 1.1: Esquema simplificado de un péndulo mecánico del tipo masa-resorte

Se puede describir este sistema desde el punto de vista de la masa con relación a la carcasa, como un sistema oscilante donde existe una continua transferencia de energía cinética de la masa (M) a energía potencial del resorte (k) a una frecuencia fija, que es llamada frecuencia

de oscilaciones “libres” del sistema, además existe un amortiguamiento viscoso que frena el movimiento de la masa.

De acuerdo a la figura 1.1, se puede describir X_r como el movimiento de la masa M con relación a la carcasa, donde $\frac{dX_r}{dt}$ y $\frac{d^2X_r}{dt^2}$ representan la velocidad y la aceleración.

La posición de la masa M con respecto al sistema inercial se denota como $U_m(t)$.

Matemáticamente se puede describir el comportamiento de un sistema de este tipo a través de la suma de las siguientes fuerzas actuantes sobre él:

Inercia de la masa: Opuesta a la dirección del movimiento y proporcional a la aceleración de la masa.

$$f_{inercia} = -M \frac{d^2U_m}{dt^2} \quad (1.1)$$

Fuerza del resorte: Fuerza ejercida por el resorte, si la masa M se mueve de su posición de reposo X_o . Es opuesto al desplazamiento y proporcional a la distancia de la posición de reposo $X_r = X_m - X_o$, medido con relación al marco de referencia X , el cual está adjuntado a la carcasa.

$$f_{resorte} = -kX_r(t) \quad (1.2)$$

donde k es el coeficiente elástico del resorte.

Amortiguamiento: Fuerza de fricción que actúa en la masa y es proporcional a la velocidad $\frac{dX_m}{dt}$ con que la masa se mueve con relación a la carcasa:

$$f_{amortiguamiento} = -D \frac{dX_m}{dt} \quad (1.3)$$

donde D es el coeficiente de fricción.

Para un sistema en equilibrio, la suma de estas fuerzas es igual a cero y se puede escribir la ecuación de fuerzas del sistema como:

$$-M \frac{d^2U_m}{dt^2} - D \frac{dX_m}{dt} - kX_r(t) = 0 \quad (1.4)$$

Observando la figura 1.1 se puede concluir que $U_m(t) = U_g(t) + X_m(t)$, donde $U_g(t)$ es la aceleración del terreno que excita al sensor. Por tanto se reescribe (1.4) como:

$$-M \left(\frac{d^2 U_g}{dt^2} + \frac{d^2 X_m}{dt^2} \right) - D \frac{dX_m}{dt} - kX_r(t) = 0 \quad (1.5)$$

Considerando $\frac{dX_m}{dt} = \frac{dX_r}{dt}$ y $\frac{d^2 X_m}{dt^2} = \frac{d^2 X_r}{dt^2}$, se escribe (1.5) en términos de X_r y U_g de la forma:

$$M \frac{d^2 X_r}{dt^2} + D \frac{dX_r}{dt} + kX_r(t) = -M \frac{d^2 U_g}{dt^2} \quad (1.6)$$

Dividiendo la ecuación (1.6) por M , se obtiene la ecuación diferencial que rige el movimiento de este tipo de sistema:

$$\frac{d^2 X_r}{dt^2} + \frac{D}{M} \frac{dX_r}{dt} + \frac{k}{M} X_r(t) = -\frac{d^2 U_g}{dt^2} \quad (1.7)$$

Para el caso de un sistema con amortiguamiento igual a cero, el sistema oscila a una frecuencia angular propia ω_0 , por la transferencia de energía de la masa a energía potencial del resorte, por tanto:

$$\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{M}}$$

Otros dos parámetros importantes son el factor de amortiguamiento ε del sismómetro y el coeficiente de amortiguamiento relativo h , que pueden ser determinados de acuerdo a:

$$\frac{D}{M} = 2h\omega_0 = \frac{D}{M} = 2\varepsilon \text{ y } h = \frac{\varepsilon}{\omega_0}$$

En el caso de $\varepsilon \neq 0$, la relación entre la frecuencia de oscilaciones amortiguadas ω y ω_0 se puede determinar por la ecuación:

$$\omega = \sqrt{\frac{4M \frac{k}{M} - (\varepsilon)^2}{4M^2}} = \sqrt{\frac{k}{M} \left(1 - \frac{(\varepsilon)^2}{4M \frac{k}{M}} \right)} \quad (1.8)$$

Sustituyendo, se obtiene:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - h^2}, \text{ en términos de } \varepsilon, \omega = \sqrt{\omega_0^2 - h^2 \omega_0^2} = \sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2}$$

Se reescribe entonces (1.7) como:

$$\frac{d^2 X_r}{dt^2} + 2\varepsilon \frac{dX_r}{dt} + \omega_0^2 X_r(t) = -\frac{d^2 U_g}{dt^2} \quad (1.9)$$

1.2. Análisis temporal del sistema

Para determinar la respuesta de un sistema lineal de segundo orden es necesario obtener las soluciones a la ecuación diferencial (1.9). Esta solución está compuesta de la solución homogénea y la solución particular.

Para determinar la solución homogénea se parte de considerar al sismómetro excitado por un impulso en un tiempo $t = 0$.

La ecuación diferencial homogénea asociada a la ecuación 1.9 es;

$$\frac{d^2 X_r}{dt^2} + 2\varepsilon \frac{dX_r}{dt} + \omega_0^2 X_r(t) = 0 \quad (1.10)$$

El polinomio característico de la ecuación (1.10) se escribe como:

$$(\alpha^2 + 2\varepsilon\alpha + \omega_0^2) = 0 \quad (1.11)$$

Las raíces del polinomio en este caso son:

$$\alpha_{1,2} = -\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}$$

Como las raíces son desiguales, se define la solución general de (1.11) como:

$$X_r(t) = A_1 e^{\alpha_1 t} + A_2 e^{\alpha_2 t} = A_1 e^{-\left(\varepsilon - \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}\right)t} + A_2 e^{-\left(\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}\right)t} \quad (1.12)$$

Los coeficientes A_1 y A_2 , se obtienen a partir de las condiciones iniciales:

$$X_r(0) = X_{r0} = A_1 + A_2$$

$$\frac{dX_r}{dt} = 0 = \alpha_1 A_1 + \alpha_2 A_2$$

Sustituyendo las raíces del polinomio se obtienen las fórmulas de los coeficientes A_1 y A_2 iguales a:

$$A_1 = X_{r0} \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} = X_{r0} \frac{\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}}{2\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}}$$

$$A_2 = X_{r0} \frac{-\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} = X_{r0} \frac{-\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}}{2\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}}$$

Sustituyendo estos coeficientes en la ecuación (1.11) la solución final para determinar el desplazamiento $X_r(t)$ queda como:

$$X_r(t) = X_{r0} e^{-\varepsilon t} \left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}} \left(\frac{e^{\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2} t} - e^{-\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2} t}}{2} \right) + \left(\frac{e^{\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2} t} + e^{-\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2} t}}{2} \right) \right] \quad (1.13)$$

En función de los valores de ε y ω_0 se consideran tres casos:

▪ *Sub-amortiguado:*

En este caso, $\omega_0 > \varepsilon$ y $\sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}$ es un imaginario puro igual a $j\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2}$, la ecuación (1.13), aplicando las identidades de Euler, se re-escibe como:

$$X_r(t) = \frac{X_{r0}}{\cos\phi} e^{-\varepsilon t} \cos(\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t - \phi) = \frac{X_{r0}}{\cos\phi} e^{-\varepsilon t} \cos(\omega t - \phi) \quad (1.14)$$

Como $\text{sen}\phi \equiv h = \frac{\varepsilon}{\omega_0}$, entonces la fase $\phi = \text{arcsen}\left(\frac{\varepsilon}{\omega_0}\right)$

En este caso, el sismómetro oscila con un período $T = \frac{2\pi}{\omega}$ el cual siempre es mayor que el período natural de oscilaciones T_0 .

▪ *Sobre-amortiguado:*

Para $\omega_0 < \varepsilon$, la solución para la ecuación (1.13) se escribe como:

$$X_r(t) = A_1 e^{-\left(\varepsilon - \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}\right)t} + A_2 e^{-\left(\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}\right)t} = A_1 e^{-\alpha_1 t} + A_2 e^{-\alpha_2 t} \quad (1.15)$$

Como α_1 y α_2 son reales y positivos, la solución será una función exponencial decreciente y el sistema no oscilará.

▪ *Críticamente amortiguado:*

En este caso ($\omega_0 = \varepsilon$), si ω_0 tiende a ε , entonces $\text{sen}\left(\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t\right)$ tiende a $\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t$ y $\cos\left(\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t\right)$ tiende a uno.

Como es conocido, en el caso de que las raíces de la ecuación característica son iguales la solución general de la ecuación de segundo orden (1.13), se expresa como:

$$X_r(t) = X_{r0}(\varepsilon t + 1)e^{-\varepsilon t} \quad (1.16)$$

1.2.1. Determinación de la constante de amortiguamiento

En el caso específico de sistemas sub-amortiguados, para la determinación de la constante de amortiguamiento, se analizan los radios de valores extremos consecutivos a_k , (máximo y mínimo) y se obtiene que:

$$X_r(t) = X_{r0}e^{-\varepsilon t} \left[c_1 \text{sen} \left(\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t \right) + c_2 \text{cos} \left(\sqrt{\omega_0^2 - \varepsilon^2} t \right) \right] \quad (1.17)$$

Como las amplitudes de dos máximos o dos mínimos consecutivos (a_k, a_{k+2}) están determinadas por el término exponencial en la ecuación (1.17) se usa este cociente para estimar la constante de amortiguamiento de la forma:

$$\frac{a_k}{a_{k+2}} = \frac{e^{-\varepsilon t}}{e^{-\varepsilon(t+T)}} = \frac{e^{-\varepsilon t}}{e^{-\varepsilon t} e^{-\varepsilon T}} = e^{\varepsilon T}$$

$$\ln \left(\frac{a_k}{a_{k+2}} \right) = \varepsilon T = \Lambda \quad (1.18)$$

donde Λ se define como decremento logarítmico.

Aceptando los radios de las amplitudes máximas consecutivas (a_k, a_{k+1}), se obtiene:

$$\Lambda = 2 \ln \left(\frac{a_k}{a_{k+1}} \right) \quad (1.19)$$

La relación entre el decremento logarítmico Λ y la constante de amortiguamiento h se obtiene mediante la ecuación:

$$\Lambda = \varepsilon T = \frac{\varepsilon T_0}{\sqrt{1-h^2}} = \frac{\varepsilon \frac{2\pi}{\omega_0}}{\sqrt{1-h^2}} = \frac{2\pi h}{\sqrt{1-h^2}}$$

$$h = \frac{\Lambda}{\sqrt{4\pi^2 + \Lambda^2}} \quad (1.20)$$

En el anexo A1 se muestran de forma gráfica los resultados obtenidos al evaluar la ecuación 1.13 para diferentes valores de coeficiente de amortiguamiento relativo h . Aquí es necesario destacar que para el registro de señales sísmicas se selecciona un sistema al cual se le impone un coeficiente de amortiguamiento relativo de 0,707 con el objetivo de obtener una curva máximamente plana, donde el sistema alcance su estado estable en el menor tiempo posible. Por tanto se considera el sismómetro como un sistema de segundo orden sub-amortiguado (Scherbaum, 1996).

1.2.2. El sensor con transductor electromagnético

El péndulo físico explicado en el epígrafe anterior es capaz de detectar desplazamientos del terreno, sin embargo para el posterior tratamiento de estas señales es necesario traducirlas a una señal eléctrica equivalente. Como se muestra en el anexo A2, la forma básica de construcción de un sensor electromagnético es muy similar al péndulo mecánico, añadiendo un transductor electromagnético formado por una bobina y un imán.

Al desplazarse la bobina dentro del campo magnético del imán permanente, se induce el voltaje $U_{ind.}$ proporcional a la variación del flujo magnético concatenado. Si se cierra el circuito mediante una resistencia R_a , esta f.e.m hace que circule una corriente $I_{ind.}$ dada por:

$$I_{ind.} = \frac{U_{ind.}}{R_a + R_i} \quad (1.21)$$

donde R_i es la resistencia interna de la bobina, que contribuye al amortiguamiento y R_a la resistencia de carga. En este esquema aparece un momento de amortiguamiento (ley de Lenz) debido a una fuerza adicional que aparece por la interacción entre el flujo magnético Φ y la

$$\text{corriente } I_{ind.} \quad M_{ae} = k\Phi \frac{U_{ind.}}{R_a + R_i} = k \frac{\Phi^2}{R_a + R_i}$$

El coeficiente de amortiguamiento aportado por la bobina, ε_c se expresa como:

$$\varepsilon_c = \frac{k\Phi^2}{R_a + R_i} \quad (1.22)$$

donde k es la constante constructiva que depende de parámetros como la densidad de flujo y el área física de la bobina. De acuerdo a la ley de Lenz, este momento tiene un sentido opuesto al movimiento de la bobina respecto a la carcasa del sismómetro que, a su vez, es proporcional al desplazamiento, por lo que se considera como una contribución al amortiguamiento general del sistema. Tomando en consideración el coeficiente de amortiguamiento mecánico del péndulo ε_0 , se obtiene el coeficiente de amortiguamiento general mediante la ecuación:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \frac{k\Phi^2}{R_a + R_i} \quad (1.23)$$

1.3. Análisis del sistema en el dominio de la frecuencia

Además del análisis anterior, es de interés determinar la respuesta del sismómetro a una señal de entrada arbitraria. Como esta señal o función arbitraria puede ser descrita como una superposición de armónicos bajo condiciones generales (series de Fourier), usualmente la forma clásica de describir la respuesta de un sismómetro es caracterizando su respuesta en frecuencia.

Rodgers plantea que, considerando el sistema como un péndulo mecánico bajo la acción de una señal armónica de tipo $U_g(t) = A_i e^{j\omega t}$ a la cual corresponde una aceleración $\frac{d^2 U_g}{dt^2} = -\omega^2 A_i e^{j\omega t}$, la ecuación (1.9) se puede escribir como:

$$\frac{d^2 X_r}{dt^2} + 2\varepsilon \frac{dX_r}{dt} + \omega_0^2 X_r(t) = \omega^2 A_i e^{j\omega t} \quad (1.24)$$

La solución en términos de los coeficientes A_i y A_o , que son elementos complejos, se obtiene de la forma:

$$-\omega^2 A_o + 2\varepsilon j\omega A_o + \omega_0^2 A_o = \omega^2 A_i \quad (1.25)$$

Despejando $\frac{A_o}{A_i}$ se tiene:

$$\frac{A_o}{A_i} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + 2\varepsilon j\omega} = T(j\omega) \quad (1.26)$$

$T(j\omega)$ se define como la respuesta en frecuencia del sismómetro (Rodgers y otros, 1995).

Según Scherbaum, se considera que $\left|\frac{A_o}{A_i}\right| = \frac{|A_o|}{|A_i|}$, por lo que se escribe la respuesta en frecuencia como:

$$|T(j\omega)| = \frac{\omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\varepsilon^2 \omega^2}} \quad (1.27)$$

Y la fase:

$$\phi(\omega) = \arctan\left(\frac{I_m}{R_e}\right) = \arctan\left(\frac{-2\varepsilon\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right) \quad (1.28)$$

Entonces:

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\phi(j\omega)} \quad (1.29)$$

Si se re-escribe (1.29) en términos de la constante de amortiguamiento $h = \frac{\varepsilon}{\omega_0}$, se obtiene:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1\right)^2 + 4h^2 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}} \quad (1.30)$$

Y la fase se representa por:

$$\phi(\omega) = \arctan\frac{-2h\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} = \arctan\frac{-2h\frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (1.31)$$

En el anexo A3 se observa el gráfico de la respuesta en frecuencia de amplitud de este tipo de sistema, para diferentes valores de coeficiente de amortiguamiento relativo h . Aquí se mantienen las mismas consideraciones al seleccionar el coeficiente de amortiguamiento con un valor de 0,707 que permite eliminar el pico de resonancia del sistema a la frecuencia de oscilaciones libres del péndulo, garantizando las características máximamente planas de la curva.

En el caso de la introducción del transductor electromagnético, el voltaje de salida del sismómetro es proporcional a la velocidad del terreno.

En este caso el módulo de la respuesta en frecuencia para el desplazamiento $|T(j\omega)|_{desplaz.}$ se representa como

$$|T(j\omega)|_{desplaz.} = G \frac{\omega^3}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4h^2\omega_0^2\omega^2}} = \frac{\omega^3/\omega_0^2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4h^2\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}} \quad (1.32)$$

La respuesta en frecuencia para velocidad se obtiene dividiendo por $j\omega$, por tanto la ecuación final de la respuesta en frecuencia para velocidad de un sismómetro con transductor electromagnético queda como:

$$|T(j\omega)|_{veloc.} = G \frac{\omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\varepsilon^2\omega^2}} \quad (1.33)$$

donde $G \equiv \frac{\text{salida de voltage}}{\text{velocidad del terreno}}$

La ecuación (1.33) es prácticamente similar a la ecuación (1.30) con la sola incorporación de un factor de escala independiente de frecuencia y corresponde al cociente entre las unidades de la señal de salida y las unidades de la señal de entrada para la parte plana de la curva de respuesta. La constante de proporcionalidad (factor de escala) es denominada constante de generación (G), se expresa en $\left[\frac{V}{m/s}\right]$ y describe el módulo de la respuesta en frecuencia en velocidad para frecuencias mayores que la frecuencia de oscilaciones libres del sensor (Scherbaum, 1996). Esta constante es uno de los parámetros básicos que debe ser cuidadosamente determinada durante el proceso de calibración.

1.4. Tipos de sensores

El rango dinámico de las ondas sísmicas, es decir, la diferencia entre la menor señal que se debe registrar (por encima del umbral de ruido) y la mayor, correspondiente a un terremoto fuerte cercano es muy grande, de alrededor de 140 dB (Wielandt, 2002).

Por otra parte Havskov y Pazos, entre otros, plantean que el ancho de banda total oscila entre los 0,00001 Hz de las mareas terrestres y los 2000 Hz de la sismicidad asociada a actividades de minería (Havskov, 2002; Pazos, 2004). (Anexos A4 y A5). Es prácticamente imposible cubrir con un solo instrumento todo este rango de frecuencias debido, entre otros factores, a la respuesta en frecuencia propia de los sensores y a sus limitaciones mecánicas (Ringler y Hutt, 2010; Ringler y otros, 2010 y Ringler y otros, 2013).

En este sentido, se han establecido dos divisiones fundamentales que se complementan entre sí, desde el punto de vista del rango dinámico de las señales a detectar, los sismómetros, para el registro de terremotos con un muy bajo nivel de señal que arriba al sensor, por encima del nivel de ruido local (Wielandt, 2002) y los acelerómetros, para el registro de terremotos fuertes, cuando las amplitudes de la señal registrada tienen un nivel tal que saturan los registros de los sismómetros.

A su vez, los sismómetros se dividen, de acuerdo al ancho de banda efectivo en el cual pueden registrar eficientemente las ondas sísmicas, en sismómetros de corto período, con frecuencias de registro entre 1 Hz y 100 Hz, los sismómetros de banda ancha, con respuesta en frecuencia plana desde 0,001 hasta 50 Hz (Webb, 2001) y los sensores de banda ultra-ancha que pueden registrar señales desde 0,0005 hasta 10 Hz, (Nanometrics, 2015).

Estas clasificaciones de los instrumentos así como las diferentes soluciones tecnológicas utilizadas por los fabricantes de sensores sísmicos, provocan que exista una variedad considerable de instrumentos a nivel internacional (Ringler y otros, 2016).

Esta diversidad de instrumentos provoca que no puedan ser utilizados los métodos clásicos de calibración en todos los tipos de sensores y determina la necesidad de un nuevo método general que pueda ser utilizado en todos los casos.

1.5. Influencia de la respuesta en frecuencia del sensor sobre la señal que registra

En los registros realizados con sismómetros de banda estrecha (cortos períodos), la distorsión es fuerte ante un estímulo de tipo escalón; esto es provocado por su respuesta transitoria pronunciada, debido al tiempo necesario para que el sismómetro alcance los valores de amplificación adecuados en cada valor de frecuencia y fase.

Ejemplo, en la figura 1.2 la señal mostrada en a) ha sido registrada con un sismómetro de período de oscilaciones libres $T_0 = 1 \text{ Hz}$ y constante de amortiguamiento $h = 0,4$ mientras que la señal mostrada en b), está registrada con un sismómetro con $T_0 = 20$ segundos y $h = 0,707$. En el primer registro la respuesta transitoria toma aproximadamente tres segundos antes de que el nivel fijo de amplitudes constantes correspondiente a la respuesta de amplitud del sismómetro y el cambio de fase constante de aproximadamente 110° haya sido alcanzado aproximadamente después del sexto ciclo de la señal (Bormann, 2002).

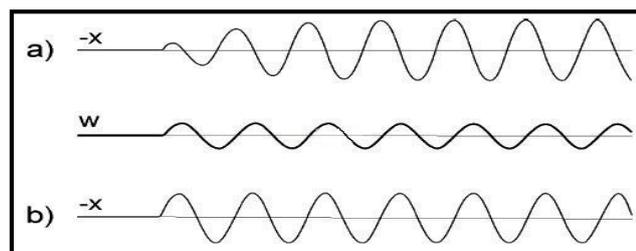


Figura 1.2: Señal sinusoidal w registrada con dos sismómetros diferentes, extraído de NMSOP, (Bormann, 2002)

En el registro b), la respuesta transitoria toma menos de medio segundo y la masa de sismómetro sigue el movimiento del terreno, sin prácticamente ningún cambio de fase.

Esta diferencia en el registro se debe a la no correspondencia de las respuestas en frecuencia de los sensores cuyo registro se muestra en a) y b), debido a que las frecuencias de esquina y coeficientes de amortiguamiento son diferentes en ambos casos y por tanto,

teniendo en cuenta que el terremoto es una suma espectral de señales con formas de onda en diferentes frecuencias, estas serán amplificadas o atenuadas de forma particular dando como resultado una forma de onda diferente en cada caso.

En el anexo A6 se muestra un ejemplo de tele-sismo registrado con instrumentos que tienen diferentes respuestas en frecuencia. Se observan las variaciones en las amplitudes de las primeras llegadas de las ondas P, S y la supresión, en el caso del corto período, de las ondas superficiales, reflejadas y refractadas PP, PKP, pP, etc.

Las amplitudes correspondientes a la refracción y reflexión de las ondas durante su tránsito por el interior de la Tierra así como las amplitudes de las ondas superficiales de Love y Rayleigh, quedan atenuadas o eliminadas en los registros de corto y medio período imposibilitando el correcto análisis de las mismas. Esto hace difícil de reconocer, en registros de banda estrecha, llegadas secundarias que pueden estar solapadas en el final de la primera, por ejemplo, llegadas de ondas secundarias debido a múltiples rupturas del terremoto, fases de profundidad en el caso de terremotos superficiales o refracciones y reflexiones de ondas.

Por otra parte, el análisis de las amplitudes de las ondas registradas está en la raíz de los métodos de determinación de las magnitudes de los terremotos, que permiten expresar cuantitativamente la energía liberada por estos fenómenos naturales y precisar los estimados de daños ocasionados. Las diferentes fórmulas para calcular la magnitud de un terremoto empleando los valores de amplitud medidos están dadas por:

$$M_L = \log(A) + Qd(\Delta); \text{ para magnitud local (Ritcher, 1958).} \quad (1.34)$$

$$M_S = \log(A/T)_{max} + 1,66 \log(\Delta) + 3,3; \quad (1.35)$$

para ondas de superficie (Gutenberg-Ritcher, 1942).

$$M_B = \log(A/T) + Q(h, \Delta); \text{ para ondas de cuerpo (Gutenberg-Ritcher, 1942)} \quad (1.36)$$

En todos los casos, A representa la amplitud medida en el registro para un tipo de onda sísmica a determinada frecuencia, donde se observa que es fundamental la correcta medición de las amplitudes de estas ondas para no introducir errores en el cálculo de las magnitudes.

Por todo lo explicado anteriormente, determinar la función de transferencia de un sensor sísmico con la mayor exactitud posible resulta vital para todo el proceso de análisis posterior de la data sísmica y es en ese sentido que se han desarrollado los métodos de calibración actuales (Douglas, 2013).

1.6. Calibración de sensores sísmicos. Análisis crítico de los métodos de calibración

La calibración, desde el punto de vista de la instrumentación sismológica, establece la relación entre la señal de entrada (el movimiento del terreno) y la de la salida del instrumento (usualmente una señal eléctrica). Esta relación constituye un prerequisite para la reconstrucción fiel del movimiento original del terreno después de restar la variación que ejerce el sismómetro. En la definición original se conceptualiza la **calibración** como la determinación de los parámetros de la respuesta en frecuencia del sismógrafo que relaciona el registro a su salida, incluyendo todos los sistemas electrónicos, con el movimiento original del terreno (Wielandt, 2002).

Los métodos de calibración se pueden dividir en aquellos donde se hallan los valores de las constantes individuales del sensor, en tanto estructura mecánica del tipo masa-resorte con parámetros físicos fáciles de medir directamente (Cutie, Diez y Serrano, 2001) y los que se usan en la instrumentación actual, donde generalmente no se tiene acceso al interior de los sensores que constituyen unidades selladas que contienen además filtros, amplificadores y limitadores de señal entre otros componentes electrónicos. Estos últimos consideran el sensor como una “caja negra” donde es necesario hallar la función de respuesta en frecuencia a través de métodos absolutos y dinámicos (Mathews, 2002).

A pesar de que los métodos de calibración son contemporáneos con la instrumentación sísmica y han seguido las principales innovaciones tecnológicas a la par de esta, en este trabajo, con el objetivo de hacer un análisis crítico de los métodos de calibración, se decidió seleccionar solo los métodos absolutos actuales y no profundizar en los métodos clásicos

cuyos detalles pueden ser hallados en la literatura correspondiente. Por tanto se analizaron seis casos que se consideran representativos.

1.6.1. Inyección de señales sinusoidales

Existen diversos métodos de calibración basados en la inyección de señales sinusoidales a las bobinas de calibración de los sismómetros. Kollar y Wielandt describen el método siguiente (Kollar, 1996; Wielandt, 2002):

Considerando un voltaje V entre los terminales de una resistencia R , se calcula la corriente que circula por ley de Ohm, de la forma:

$$I = \frac{V}{R}$$

Para una corriente I_c , la aceleración equivalente es dada por $K \frac{I_c}{m}$, y el desplazamiento se define como $K \frac{I_c}{m\omega^2}$. Como la amplitud del voltaje de salida es V_s , la respuesta total para este valor de frecuencia se halla mediante la fórmula:

$$A_d^v = \frac{V_s m \omega^2}{K I_c} \quad (1.37)$$

donde A_d^v es el valor puntual de respuesta del sistema para un valor de frecuencia ω .

Variando la frecuencia de la senoide inyectada a la bobina de calibración se obtiene una serie de valores discretos representativos de la respuesta del sismómetro, que pueden ser introducidos en los principales programas de análisis.

Se observa sin embargo, que para valores de frecuencia elevadas y, teniendo en cuenta la proximidad de ambas bobinas, se genera, en la bobina de señal, una corriente parásita que, junto a la inducción mutua, introduce variaciones en la respuesta final del instrumento. Este fenómeno no resulta descrito en las especificaciones de los fabricantes de sensores sísmicos a pesar de la influencia negativa que ejerce (LaRocca, 2000).

El método necesita como condición que el sensor tenga al menos una bobina independiente de la principal, para poder inyectar las señales correspondientes. Esto en la práctica no siempre es posible debido a la gran cantidad de geófonos y otros sensores que tienen un solo transductor electromagnético. Su principal insuficiencia es que se obtiene una curva formada por varios puntos, generalmente 10 o 15 puntos, por lo que se considera que la respuesta del sistema entre estos valores de frecuencia tiene un comportamiento lineal, esto en la práctica ha demostrado no ser correcto, pues se observan algunas variaciones abruptas de la respuesta en frecuencia entre dos puntos debido, entre otros factores, a variaciones de las componentes mecánicas del péndulo como el resorte y las láminas de desacople (Havskov, 2002).

1.6.2. Inyección de señales con conmutación

Una variante del método anterior es la inyección de señales con conmutación donde, en el caso de sismómetros de una sola bobina, Havskov logra el mismo objetivo a través de la conmutación de los terminales del transductor para, en un sentido, excitar el sensor con una señal sinusoidal de frecuencia conocida y en un segundo tiempo, realizar el registro de la respuesta del sistema (Havskov, 2002).

La conmutación produce el equivalente de una aceleración $a_0 = -Gi_0/m$, donde el signo menos indica que para un valor positivo de voltaje inyectado en un tiempo t , una vez desconectado este, se genera un voltaje de signo opuesto en los terminales de la bobina. Considerando que:

$G_E = G \frac{R_i}{R_i + R_a}$, donde R_i y R_a , son las resistencias interna de la bobina y la de carga

respectivamente, se halla la ecuación que define el valor del voltaje de salida de la forma:

$$V(t) = -\frac{G^2 V_0}{\omega_1 R_a m} \frac{R_i}{R_i + R_a} e^{-h\omega_0 t} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (1.38)$$

Si V_1 es el voltaje del primer pico y t_1 el tiempo en el cual se interrumpe la corriente, la constante de generación G se puede obtener de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$G = \sqrt{\left[-\frac{V_1}{V_0} R_a m \omega_1 \frac{R_i + R_a}{R_i} e^{-h\omega_0 t_1} \right]} \quad (1.39)$$

El método tiene la misma desventaja del anterior en cuanto a generar una respuesta en frecuencia basada en pocos puntos introduce además la necesidad de diseñar un circuito de conmutación lo suficientemente rápido para no perder información durante el proceso de conmutación (Wielandt, 2002).

1.6.3. Usando otro sismómetro como referencia

Existen varios métodos descritos en la bibliografía, Pavlis y Vernon demuestran que es posible realizar la calibración con relativa precisión usando el ruido del terreno como señal de entrada considerando que uno de los sensores es el patrón y que ambos instrumentos están sometidos a la misma excitación (Pavlis y Vernon, 1994).

Si se denotan los registros de las señales de salida de ambos como y_1 y y_2 y sus respectivos espectros como $Y_1(\omega)$ y $Y_2(\omega)$, se define la respuesta a frecuencia del sensor bajo test como:

$$|T_2(j\omega)| = T_1(j\omega) \frac{Y_2(\omega)}{Y_1(\omega)} \quad (1.40)$$

donde $T_1(j\omega)$ es la respuesta a frecuencia conocida con anterioridad.

Análogamente, la constante de generación G_2 puede resolverse a través de:

$$G_2 = G_1 \left| \frac{Y_2(\omega)}{Y_1(\omega)} \right| \quad (1.41)$$

La limitación fundamental de este método se observa a baja frecuencia donde la amplitud de las señales de salida de los sismómetros de corto período se hace cercana o inferior al nivel de ruido del terreno (Wielandt, 2002).

1.6.4. Mediante la respuesta ante un impulso

Rodgers plantea el método de calibración basado en la respuesta ante un impulso, provocado mediante la inyección de un impulso de corriente a la bobina de calibración.

Se observa que, para una corriente constante i_0 inyectada a la bobina de calibración en un tiempo t_0 , se ejerce una fuerza sobre la masa $F_0 = Ki_0$, equivalente a un escalón de aceleración desde 0 hasta $a_0 = Ki_0/m$, lo cual provoca una oscilación de la masa alrededor del punto de equilibrio definido como $z_0 = F_0/k$.

Omitiendo el cálculo completo (Rodgers y otros, 1995), se establece el voltaje en los terminales de la bobina de trabajo como:

$$V(t) = \frac{G_E K i_0}{\omega_1 m} e^{-h\omega_0 t} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (1.42)$$

donde G_E es la constante de generación de la bobina de trabajo.

El coeficiente de amortiguamiento h y la frecuencia de oscilaciones libres ω_0 , pueden ser obtenidos de dos picos consecutivos de la señal. Así, la ecuación (1.42) queda simplificada de la forma:

$$V_1 = V(t_1) = \frac{G_E K i_0}{\omega_1 m} e^{-h\omega_0 t_1} \quad (1.43)$$

Este método obtiene nuevamente solo el valor de G_E considerando que es constante en toda la curva de respuesta, lo cual no es una estimación real debido a los cambios en el sistema electro-mecánico del sensor (Wiedlant, 2002).

1.6.5. Método de calibración “Stepwise motion”

Wiedlant describe una forma alternativa de simular el movimiento de forma mecánica, para someter al sismómetro a un movimiento vertical de amplitud conocida, durante un instante de tiempo y registrar la señal de respuesta a la salida de este (Wiedlant, 2002). El método calcula simplemente la respuesta al desplazamiento mediante la deconvolución, interpolación y posterior integración de la traza registrada. Existen prototipos de sistemas de calibración basados en este principio, como el fabricado por Lennartz (Lennartz, 2015) y el propuesto por Brokešová (Brokešová y Málek, 2013).

La precisión de este método varía de acuerdo al tipo de sensor que se esté calibrando: para sismómetros de corto período es requisito indispensable realizar la calibración previa de este mediante algún método de inyección de señales, mientras que para sismómetros de banda ancha no es necesario tener una idea previa de la respuesta que se espera. Por otro lado, la influencia de la inclinación (conocida como efecto “tilt”), introduce una fuerza adicional que contamina la señal registrada y genera un error apreciable en la realización de la calibración. La inclinación puede ser catastrófica para las componentes horizontales del sismómetro en largos períodos, donde el error aumenta con el cuadrado del período de la señal (Havskov, 2002).

1.6.6. Calibración de acelerómetros usando la inclinación (tilt)

Por otra parte Evans, Ringler y Hutt proponen utilizar el efecto de esta fuerza para la obtención de la sensibilidad de los acelerómetros considerando que, para un ángulo de inclinación α , las fuerzas que se ejercen en los ejes horizontales y en el vertical son $mg\text{sen}\alpha$ y $mg\text{cos}\alpha$ respectivamente (Evans y otros, 2010; Ringler y Hutt, 2010).

Las constantes de generación G para los acelerómetros, en ambas direcciones, se pueden definir como:

$$G_z = \frac{-V_z}{g(1-\text{cos}(\alpha))} \quad (1.44)$$

$$G_h = \frac{V_h}{g\text{sen}(\alpha)} \quad (1.45)$$

donde V_z y V_h , son los voltajes de salida y G_z y G_h las constantes de generación para los sensores vertical y horizontal respectivamente.

Su principal insuficiencia es que no garantiza la obtención de la respuesta del dispositivo, sino solo el cálculo de la constante G y es aplicable solo a los acelerógrafos.

En el anexo A7 se muestra una tabla que resume los métodos explicados arriba, sus aplicaciones y principales insuficiencias.

1.7. Errores en la determinación de la magnitud local

Además de estas insuficiencias, en la práctica se han observado errores en la determinación del valor de la M_L , que son imputables directamente a los métodos de calibración empleados. Por ejemplo, si se seleccionan cuatro terremotos locales de la base de datos del Servicio Sismológico Cubano (Catálogo de terremotos, 2014), se observa en la tabla 1.1 que no existe una correspondencia entre el valor obtenido para la M_L , la M_C y la M_W . En todos los casos los valores mostrados corresponden al promedio de las magnitudes calculadas para la totalidad de las estaciones de la red.

Teniendo en cuenta que los cálculos han sido hechos a través del análisis de la señal registrada, usando el mismo modelo regional de corteza, los mismos modelos de velocidades y las mismas tablas de viaje de las ondas del terremoto, es evidente que las discrepancias en los resultados se deben al error introducido en el marcaje de las amplitudes (A) en la fórmula de magnitud local, ya que este registro está afectado directamente por la respuesta en frecuencia del instrumento y se considera que para las fórmulas de magnitud por coda y por momento no se tienen en cuenta las amplitudes de las señales.

El mismo error ha sido observado sistemáticamente en los resultados obtenidos a partir de las señales registradas por otras estaciones de diferentes redes (Priolo y otros, 2011; Priolo y otros, 2013).

Tabla 1.1: Valores de magnitud promedio obtenidos para cuatro terremotos

Terremoto	M_L	M_C	M_W
Terremoto 1	1,6	2,3	2,1
Terremoto 2	1,1	2,1	2,2
Terremoto 3	1,6	2,6	2,4
Terremoto 4	1,6	2,6	2,5

$M_L = \log(A) + Qd(\Delta)$. Ecuación para determinación de Magnitud local.

$M_C = a \log(\text{tcoda}) + br + c$. Ecuación para determinación de Magnitud por coda.

$M_W = 2/3 (\log M^0) + 10,7$. Ecuación para determinación de Magnitud por momento.

donde a , br y c , son parámetros de atenuación y dispersión de ondas sísmicas y M^0 es el momento sísmico.

1.8. Conclusiones parciales

Después de haber hecho un estudio del sensor sísmico, a partir de sus propiedades físico-mecánicas y de haber realizado un análisis crítico de los métodos de calibración existentes en la actualidad, se pueden expresar, como conclusiones parciales de este capítulo, las siguientes consideraciones:

- Los sensores sísmicos tienen una respuesta en función de la frecuencia y, en tal sentido, influyen sobre la señal que registran modificándola a su salida, por lo que es necesario conocer esta influencia para poder reconstruir el verdadero movimiento del suelo.
- Los métodos de calibración analizados proporcionan, en general, el valor puntual del módulo de amplitud y la fase a determinada frecuencia y no la curva de la respuesta en frecuencia en todo el rango de interés. Ningún método de calibración analizado simula las condiciones reales de trabajo de los sensores sísmicos.
- La construcción de sistemas de registro sismológico, a partir de tipos de sensores con características constructivas diferentes, contribuye a que no exista un método de calibración general que ofrezca resultados confiables y, de una manera estándar, que sea aplicable a todos los tipos de sensores en toda la banda de frecuencia.
- Existen errores en la determinación de las magnitudes de los terremotos calculadas mediante la medición de las amplitudes en la señal registrada, en relación con las magnitudes calculadas por otros métodos. Esto indica errores en las curvas de respuesta instrumental determinadas por los métodos de calibración analizados.

Por todo lo anterior se propone un nuevo método que resuelva las deficiencias explicadas en este capítulo, cuyas características serán desarrolladas en los capítulos dos y tres.

**CAPITULO 2. PROPUESTA DE MÉTODO DE CALIBRACIÓN
MEDIANTE EL USO DE SEÑALES ESTOCÁSTICAS DE RUIDO
BLANCO**

CAPITULO 2. PROPUESTA DE MÉTODO DE CALIBRACIÓN MEDIANTE EL USO DE SEÑALES ESTOCÁSTICAS DE RUIDO BLANCO

Para resolver las insuficiencias de los métodos de calibración explicadas en el capítulo anterior y corregir los errores introducidos en las fórmulas de análisis de los terremotos, se hizo necesario elaborar un nuevo método de calibración que simulara las condiciones de trabajo de los sismómetros y acelerómetros a través del uso de una señal estocástica de ruido blanco y un método ISIS no-paramétrico.

En este capítulo se muestran las bases teóricas que conforman el método propuesto, a partir del análisis de los sistemas LTI y su interacción con señales estocásticas.

2.1. Antecedentes

El empleo de señales estocásticas para la identificación de las propiedades de un sistema constituye una técnica ampliamente usada en diferentes ramas de la ingeniería, entre las cuales destacan el control automático, a partir del análisis, diseño y proyección de esquemas de control para resolver problemas reales y en la modelación de un sistema o proceso real afectado por señales estocásticas (Pucheta y Sauchelli, 2012); en biomédica, para los estudios de electro-encefalogramas (EEGs), señales electro-miográficas (EMGs) y electro-cardiográficas (ECGs), donde el análisis espectral se ha utilizado tanto en clínica como en investigación con el objetivo de clasificar los desórdenes neurológicos, musculares y cardíacos (Zhang y otros, 2004) y en telecomunicaciones, donde el análisis de los sistemas

de comunicaciones, señales útiles y los ruidos que se introducen en estas, se pueden analizar desde el punto de vista de los procesos estocásticos (Miller y Childers, 2004).

Por otra parte, los métodos ISIS son un conjunto de métodos experimentales, que permiten obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos sobre este, mediante el diseño de uno o varios experimentos (Ljung, 1999).

Estos se clasifican en no-paramétricos y paramétricos. Entre los primeros se destacan: el análisis de la respuesta transitoria, el análisis de la respuesta en frecuencia, el análisis de la correlación, el análisis espectral y el análisis de Fourier, etc.

Sin embargo, a pesar que estos métodos ISIS han cobrado gran relevancia en diversas áreas del conocimiento donde se requiere de un modelo preciso para fines de análisis, predicción, simulación, diseño y control; se considera que, en el área de la instrumentación sísmológica, no han sido empleados con suficiente profundidad y eficacia para la identificación de los sismómetros y acelerómetros como sistemas y por consiguiente, la obtención de sus parámetros de transferencia (Hanson y Westman, 2007).

En este trabajo se presenta el uso del método análisis espectral para la obtención de la respuesta en frecuencia de los sensores sísmicos. Se describe un esquema que propone colocar el sensor sobre una plataforma móvil que se desliza sobre un colchón de aire y es movida por un vibrador. Todo el sistema es excitado mediante una señal de ruido blanco que garantiza una composición espectral uniforme.

Se considera que la combinación de la simulación del movimiento del sensor, el uso de señales de ruido blanco y el uso de métodos ISIS, constituyen una novedad en el campo de la calibración de sensores sísmicos, aunque existen antecedentes de diseños de mesas vibratorias concebidas para su aplicación en otras esferas de la investigación científica, como simulación de vibraciones en estructuras de hormigón y patrones metrológicos de vibraciones (CEM, 2015).

En la figura 2.1 se observa un esquema en bloques que muestra la secuencia lógica de los pasos seguidos para la elaboración del método de calibración propuesto en este trabajo.

Como puntos de partida se consideró que, como se demostró en el capítulo uno, los sismómetros y acelerómetros tienen características propias similares a las de un sistema LTI, además es posible generar señales estocásticas de ruido blanco, ecualizarlas y acotarlas mediante las herramientas de procesamiento de señales de Matlab (Pérez, 2005; Perutka, 2011) y, finalmente, que el desplazamiento efectivo de los sensores puede ser medido con alta precisión mediante interferometría láser (Norgia y otros, 2001; Giuliani y otros, 2002).

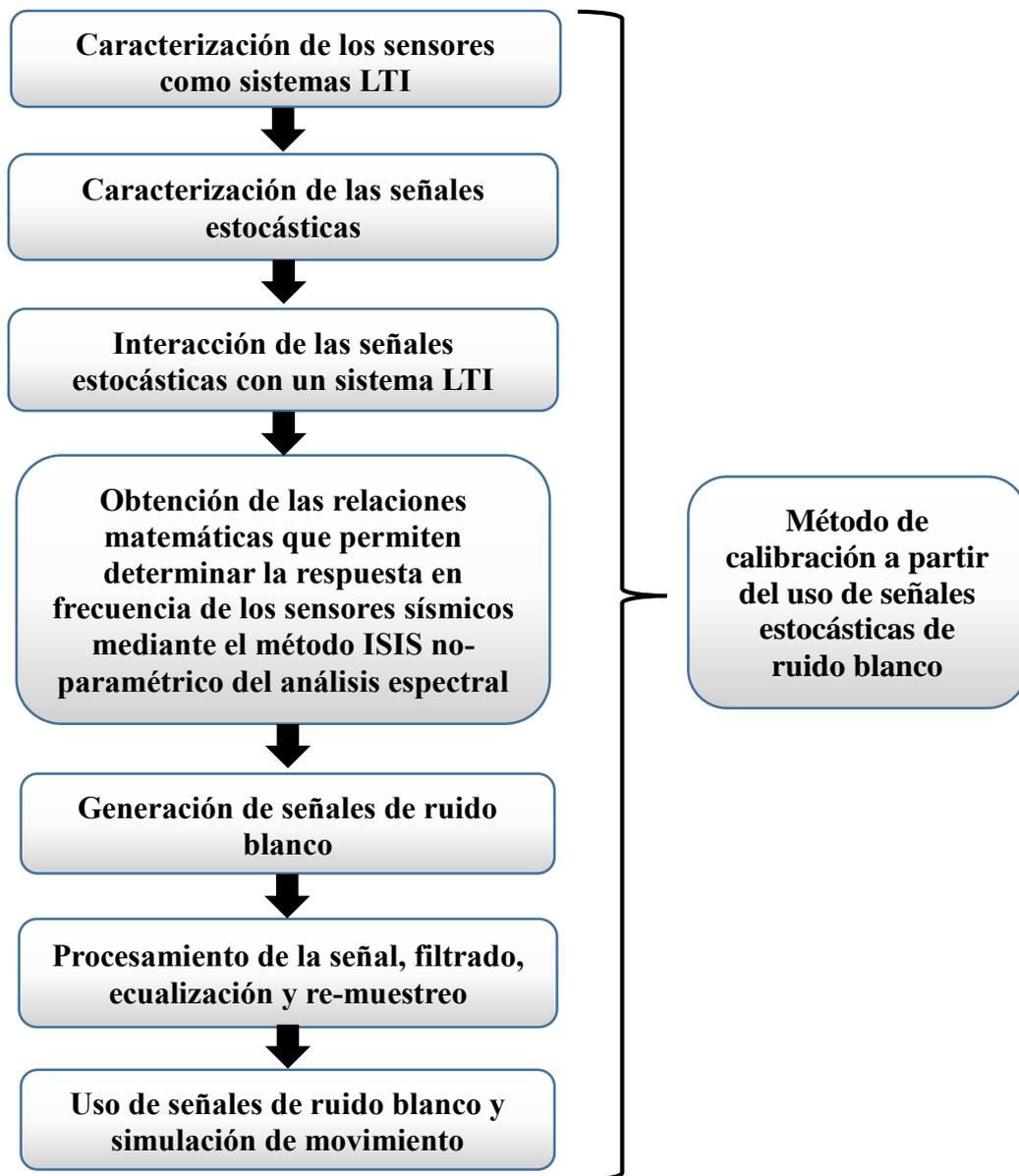


Figura 2.1: Diagrama en bloques de los elementos que componen el método propuesto

2.2. El sensor sísmico como sistema LTI

Anderson y Lee demuestran que el comportamiento de los sismómetros y acelerómetros se considera similar al de un sistema LTI (Anderson, 2013; Anderson y Lee, 2013), es decir que cumplen con las siguientes condiciones:

$$Y(t) = T[a_1x_1(t) + a_2x_2(t)] = a_1T[x_1(t)] + a_2T[x_2(t)], \text{ linealidad.}$$

$$T[x(t)] = y(t); \text{ entonces } T[x(t - k)] = y(t - k), \text{ invarianza en el tiempo.}$$

También se definen estos sistemas como estables porque, como se demostró en el capítulo anterior, las raíces del polinomio representado en la ecuación (1.11), son iguales a:

$$\alpha_{1,2} = -\varepsilon \pm \sqrt{\varepsilon^2 - \omega_0^2}$$

Matemáticamente esto significa que la parte real de todos los polos de la respuesta en frecuencia de estos instrumentos están situados en la mitad izquierda del plano complejo, es decir su parte real es menor o igual que cero (Ogata, 2010).

2.2.1. Respuesta de un sistema LTI

Para un sistema τ de tipo LTI, tal que $\tau[\delta(t)] = h(t)$, la respuesta $y(t)$ de este sistema a una entrada cualquiera $x(t)$ se escribe de la forma:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (2.1)$$

Esto se define como integral de convolución, donde $h(t)$ es la respuesta a impulso del sistema y lo caracteriza en el dominio del tiempo. Esto es posible porque, para cualquier función continua en t , la función delta de Dirac permite escribir $x(t)$ como:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\delta(t - \tau)d\tau \quad (2.2)$$

En el dominio de la frecuencia, $h(t)$ se describe por su transformada de Fourier de la forma:

$$H(f) = F[h(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft}dt \quad (2.3)$$

donde $H(f)$ es la función de transferencia del sistema.

si se cumple

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (2.4)$$

Entonces, de acuerdo a las propiedades de la transformada de Fourier aplicadas a un sistema LTI, se obtiene:

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (2.5)$$

2.3. Análisis de las señales estocásticas

Para identificar un proceso estocástico completo, se necesitaría saber la función de distribución de probabilidades en todo instante, condicionada a los tiempos anteriores y posteriores. Esto en la práctica es imposible de obtener, por tanto el análisis se reduce a determinar las propiedades estadísticas en instantes de tiempo dados. La mayoría de las propiedades de estos tipos de señales pueden resumirse en el dominio del tiempo en términos de medias como el valor esperado y en la auto-correlación o la auto-covarianza.

De tal forma, para un proceso estocástico $x(t)$, se define la media o valor medio como una función determinística de la forma siguiente (Gallager, 2014):

$$m_x(t_k) = E[x(t_k)] \quad (2.6)$$

donde E es la esperanza matemática y $x(t_k)$ es la variable aleatoria obtenida observando el proceso $x(t)$ en $t = t_k$.

La función de auto-correlación del proceso $x(t)$ como función de dos variables temporales t_k y t_i se define como:

$$R_x(t_k, t_i) = E[x(t_k)x(t_i)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xy f_{X(t_k), X(t_i)}(x, y) dx dy \quad (2.7)$$

En este análisis se partió de considerar que la señal que sirvió como excitación al sistema es una señal de ruido blanco, que es un caso específico de señal estocástica estacionaria en sentido amplio (ESA) (Cha y Molinder, 2006).

Para un proceso ESA, su auto-correlación depende de la diferencia de tiempos $\tau = t - u$, por tanto, teniendo en cuenta esta condición, se puede simplificar la ecuación de la función de auto-correlación de la forma:

$$R_x(\tau) = E[x(t + \tau)x(t)] = E[x(t)x(t - \tau)] \quad (2.8)$$

Para el caso de dos señales estocásticas $x(t)$ y $y(t)$ con funciones de auto-correlación $R_x(t, u)$ y $R_y(t, u)$ respectivamente, las funciones de correlación cruzada estarán dadas por:

$$R_{xy}(t, u) = E[x(t)x(u)] \quad (2.9)$$

$$R_{yx}(t, u) = E[x(t)x(u)] \quad (2.10)$$

Si $t = u$, las dos funciones de correlación cruzada coinciden y son iguales a las funciones de correlación de los procesos $x(t)$ y $y(t)$ (Hajek, 2015).

$$R_{xy}(t, t) = R_{yx}(t, t) = \text{Corr}[x(t), y(t)] = E[x(t), y(t)] \quad (2.11)$$

2.4. Análisis temporal de la interacción de un sistema LTI con una señal ESA

De acuerdo a las propiedades de los sistemas LTI, la media de la salida puede determinarse mediante la convolución de la entrada con la respuesta a impulso del sistema, todo esto en el dominio del tiempo, ver figura 2.2.

$$m_Y(t) = E[y(t)] = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau\right] \quad (2.12)$$

Suponiendo que la media de $x(t)$ es finita para todo t y teniendo en cuenta que el sistema es estable, la ecuación (2.12) queda como:

$$m_Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)E[x(t - \tau)]d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)m_X(t - \tau)d\tau = h(t) * m_X(t) \quad (2.13)$$

Como se cumple que $x(t)$ es un proceso ESA, la media del proceso de entrada no depende del tiempo sino que es constante, de tal forma la media de la salida queda como:

$$m_y = m_x \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) d\tau = H(0)m_x \quad (2.14)$$

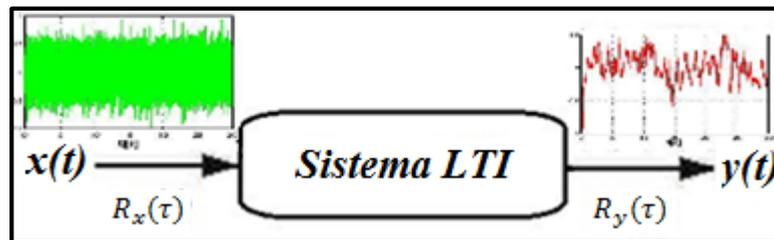


Figura 2.2: Sistema LTI excitado por señal estocástica en el dominio del tiempo

La auto-correlación de la señal de salida en este caso se define como:

$$R_y(t, u) = E[y(t)y(u)] = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)x(t - \tau_1)d\tau_1 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2)x(u - \tau_2)d\tau_2\right] \quad (2.15)$$

Si el sistema es estable se puede simplificar (2.15) para obtener:

$$R_y(t, u) = R_x(\tau) * h(t) * h(u) \quad (2.16)$$

Siempre considerando las señales como ESA, la auto-correlación de la señal de salida se puede calcular como el producto de convolución de la señal de entrada con la respuesta a impulso en τ y en $-\tau$, de la forma:

$$R_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)h(\tau_2)R_x(\tau - \tau_1 + \tau_2)d\tau_1d\tau_2 = R_x(\tau) * h(\tau) * h(-\tau) \quad (2.17)$$

La conclusión más importante de estos desarrollos es que un sistema LTI estable excitado mediante una señal ESA $x(t)$, tendrá a su salida también una señal estocástica $y(t)$ con función de auto-correlación expresada en la ecuación (2.17).

Teniendo en cuenta que las señales de entrada y salida del sistema son señales estocásticas, y que en general es difícil conocer la función de distribución de $y(t)$, incluso cuando la función de distribución de $x(t)$ está completamente especificada para $-\infty < t < \infty$, es útil introducir el concepto de correlación cruzada en tanto relación entre dos señales que identifica cuanto de la señal de entrada hay en la de salida y viceversa además de la forma de relacionarlas, definida por la ecuación siguiente:

$$R_{xy}(t, u) = E[x(t)Y(u)] = E\left[x(t) \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)x(u - \tau_1)d\tau_1\right] \quad (2.18)$$

Desarrollando (2.18) para un valor cuadrático medio finito en $x(t)$ para cada instante de tiempo,

$$\begin{aligned} R_{xy}(t, u) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) E[x(t)x(u - \tau_1)]d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)R_x(t, u - \tau_1)d\tau_1 = R_x(t, u) * h(u) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Para la correlación cruzada salida entrada, intercambiando los términos correspondientes en (2.18) y (2.19) se obtiene por analogía la ecuación siguiente:

$$R_{yx}(t, u) = R_x(t, u) * h(t) \quad (2.20)$$

Operando (2.16) con (2.20), se obtiene:

$$R_y(t, u) = R_{xy}(t, u) * h(t) \quad (2.21)$$

De esta ecuación se deduce que la auto-correlación de la señal de salida R_y del sistema se puede calcular mediante la convolución de la correlación cruzada R_{xy} entrada salida con la respuesta a impulso del sistema en u .

De forma análoga, operando (2.18) con (2.19), se obtiene,

$$R_y(t, u) = R_{yx}(t, u) * h(u) \quad (2.22)$$

Para que el caso de señales estocásticas ESA, las ecuaciones (2.20), (2.21) y (2.22) quedan simplificadas como:

$$R_{yx}(\tau) = R_x(\tau) * h(\tau) \quad (2.23)$$

$$R_y(\tau) = R_{xy}(\tau) * h(\tau) \quad (2.24)$$

$$R_y(\tau) = R_{yx}(\tau) * h(-\tau) \quad (2.25)$$

La ecuación (2.23) es de mucha importancia pues se interpreta como que la correlación cruzada salida entrada $R_{yx}(\tau)$ es igual a la convolución de la función de autocorrelación de la entrada $R_x(\tau)$ con la respuesta a impulso del sistema LTI. De tal forma queda determinada la función de distribución de $y(t)$.

2.5. Análisis en frecuencia de la interacción de un sistema LTI con una señal ESA

Sin embargo, se está en presencia de señales estocásticas representadas en el dominio del tiempo que afectan un sistema LTI y el objetivo es determinar la respuesta en frecuencia del sistema, por lo que es evidente la necesidad de aplicar transformaciones de Fourier (Ogata, 2010), ver figura 2.3.

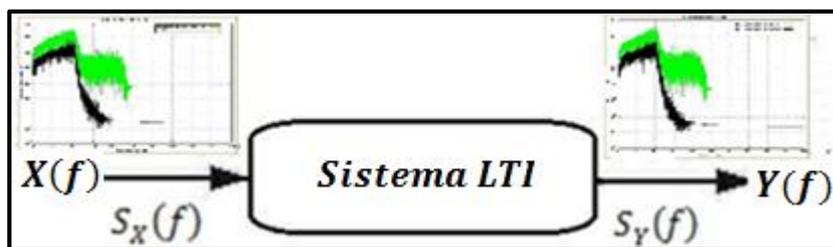


Figura 2.3: Sistema LTI excitado por señal estocástica en el dominio de la frecuencia

La caracterización de estas señales en el dominio de la frecuencia no es posible realizarla directamente a través de la transformada de Fourier de ambas señales, por cuanto se trata de magnitudes casuales de las cuales muchas no tienen representación como transformada. Si se analizan siempre procesos ESA y su transmisión a través de un sistema LTI, volviendo a la ecuación (2.5) y reinvertiendo términos se define la respuesta a impulso de un sistema LTI como:

$$h(\tau_1) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi f \tau_1} df \quad (2.26)$$

igualmente, para procesos ESA se tiene que el valor cuadrático medio de la señal de salida $y(t)$ es constante de acuerdo a:

$$E|y^2| = R_y(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) h(\tau_2) R_x(\tau_2 - \tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.27)$$

Operando (2.26) con (2.27) y haciendo $\tau = \tau_2 - \tau_1$, se obtiene,

$$\begin{aligned} E|y^2| &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{-j2\pi f \tau_1} df \right] h(\tau_2) R_x(\tau_2 - \tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} df H(f) \int_{-\infty}^{\infty} d\tau_2 h(\tau_2) e^{j2\pi f \tau_2} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{j2\pi f \tau} d\tau \end{aligned} \quad (2.28)$$

Para procesos aleatorios ESA existe una relación espectral temporal de acuerdo al teorema de Wiener-Khintchine, (Khintchine, 1934; Wiener, 1964), que establece que la función densidad espectral de potencia (PSD) y el promedio temporal de la función de autocorrelación son pares transformados de Fourier definidos como:

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.29)$$

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_X(f) e^{j2\pi f \tau} df$$

Si se define la variable $S_X(f)$ como la transformada de Fourier de la función de autocorrelación, entonces,

$$E|y^2| = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 S_X(f) df \quad (2.30)$$

$S_X(f)$ es la PSD de la señal estocástica $x(t)$ y significa que el valor medio o potencia media de la señal de salida de un sistema LTI es igual al área a lo largo de todas las frecuencias

del producto de la PSD de la entrada, multiplicado por el módulo al cuadrado de la respuesta en frecuencia del sistema.

De esta forma es posible realizar el paso del dominio del tiempo al análisis de la señal en el dominio de la frecuencia para señales estocásticas continuas (Ulriksson, 1986). La PSD es la transformada de Fourier de la función de auto-correlación y, como esta es una transformación matemática bi-unívoca, se demuestra que la función de auto-correlación y la PSD contienen básicamente la misma información acerca de la señal y, por tanto, los análisis que se derivan de ella son válidos a los efectos de la determinación de la respuesta en frecuencia por cuanto $R_x(\tau)$ representa el comportamiento de la señal estocástica en el dominio del tiempo y, de manera similar, $S_X(f)$ en el dominio de la frecuencia (Wiener, 1964).

Aquí, para analizar la relación entre las densidades espectrales a la entrada y la salida de un sistema LTI para una señal $x(t)$, con una PSD denotada como $S_X(f)$ a la entrada de un sistema LTI, con respuesta en frecuencia $H(f)$; la PSD denotada como $S_Y(f)$ correspondiente a la señal de salida $y(t)$ se puede definir, usando las ecuaciones (2.18) y (2.29) como:

$$\begin{aligned} S_Y(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)h(\tau_2)R_x(\tau - \tau_1 + \tau_2) e^{-j2\pi f\tau} d\tau_1 d\tau_2 d\tau \end{aligned} \quad (2.31)$$

Considerando una nueva variable $\tau_0 = \tau - \tau_1 + \tau_2$, $S_Y(f)$ queda como,

$$S_Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1)h(\tau_2)R_x(\tau_0) e^{-j2\pi f\tau_0} e^{-j2\pi f\tau_1} e^{j2\pi f\tau_2} d\tau_1 d\tau_2 d\tau_0 \quad (2.32)$$

Como:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) e^{-j2\pi f\tau_1} d\tau_1 \quad (2.33)$$

$$H^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) e^{j2\pi f\tau_2} d\tau_2 \quad (2.34)$$

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau_0) e^{-j2\pi f\tau_0} d\tau_0 \quad (2.35)$$

Entonces se define que,

$$S_Y(f) = |H(f)|^2 S_X(f) \quad (2.36)$$

La conclusión más importante es que el módulo al cuadrado de la respuesta en frecuencia del sistema LTI es igual al cociente entre las funciones PSD de la salida $S_Y(f)$ entre la entrada $S_X(f)$. En el proceso se pierde la información de la fase.

$$|H(f)|^2 = \frac{S_Y(f)}{S_X(f)} \quad (2.37)$$

2.6. Determinación de la respuesta en frecuencia de los sensores sísmicos

La determinación de la respuesta a frecuencia de los sensores, de acuerdo al esquema propuesto en este trabajo, parte de considerar una señal de entrada conocida $x(t)$, medida con un interferómetro láser (Diez, 2014), figura 2.4.

Como sucede en el dominio del tiempo, es difícil caracterizar la señal de salida $y(t)$ aun conociendo la distribución de la señal de entrada. Lo mismo sucede con la PSD $S_Y(f)$, por lo tanto, de acuerdo a Wiener-Khintchine se definen las densidades espectrales de potencia cruzadas como:

$$S_{XY}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.38)$$

$$S_{YX}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{yx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.39)$$

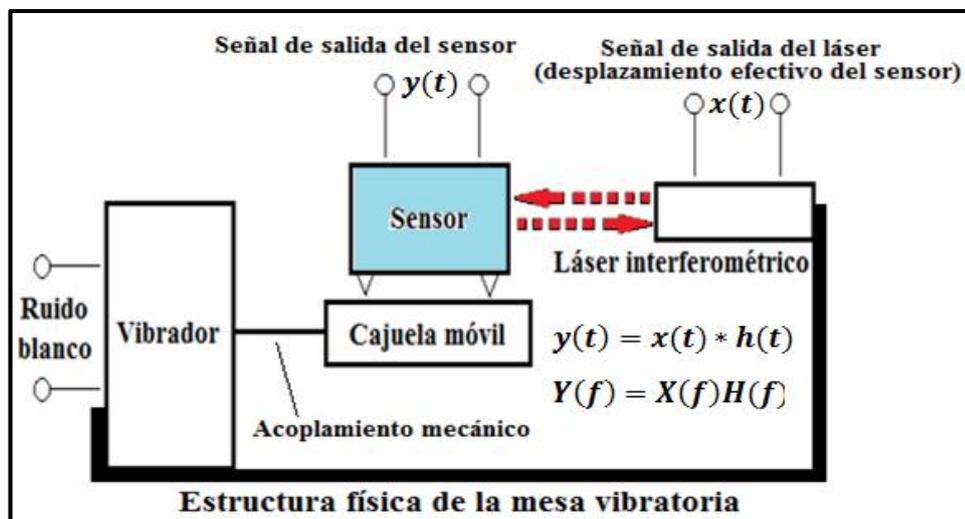


Figura 2.4: Esquema en bloques de las señales usadas en la mesa de calibración y principales señales

De tal forma, las densidades espectrales entrada-salida y salida-entrada de una señal estocástica $y(t)$ que resulta ser la salida de un sistema LTI excitado por otra señal estocástica $x(t)$, puede ser determinada de acuerdo a:

$$S_{XY}(f) = S_X(f)H^*(f) \quad (2.40)$$

$$S_{YX}(f) = S_X(f)H(f) \quad (2.41)$$

La ecuación (2.41) puede ser reescrita como:

$$H(f) = \frac{S_{YX}(f)}{S_X(f)} \quad (2.42)$$

La ecuación (2.42) es de particular importancia porque define la respuesta en frecuencia como el cociente de la función PSD cruzada salida-entrada y la función de PSD de la señal de entrada (Van den Hof y Bombois, 2004; Oppenheim y Schaffer, 2009).

2.7. La generación del ruido blanco para la excitación de la mesa de calibración

En el método propuesto el principal problema de la generación, amplificación y transmisión de la señal de ruido blanco, suponiendo que esta se genera desde una computadora a partir de instrucciones de Matlab, que pasa a través de la salida de su tarjeta de audio y de acuerdo al esquema que se observa en la figura 2.5, es que entre la señal generada y la que llega al sensor cuyo desplazamiento efectivo es medido mediante el interferómetro láser, existe una serie de elementos electro-mecánicos que la interfieren y modifican; por lo tanto no es posible asegurar de antemano que el sensor sea excitado con una señal de ruido blanco.

Para resolver este problema la solución que se adoptó se dividió en dos partes, primeramente se analizaron todos los elementos intermedios que intervienen en la transmisión de la señal y la identificación de sus influencias, para poder efectuar las correcciones necesarias y luego se segmentó el ancho de banda de registro de los sensores sísmicos de acuerdo a las clasificaciones existentes de cortos, medios períodos, banda ancha y acelerómetros.

En este sentido, se analizaron y modificaron algunos elementos en el esquema propuesto que se detallan a continuación. Para esto se siguió la lógica del flujo de la señal mostrada en la figura 2.5. Las respuestas en frecuencia del resto de los elementos fueron obtenidas de la documentación técnica recibida de los respectivos fabricantes.

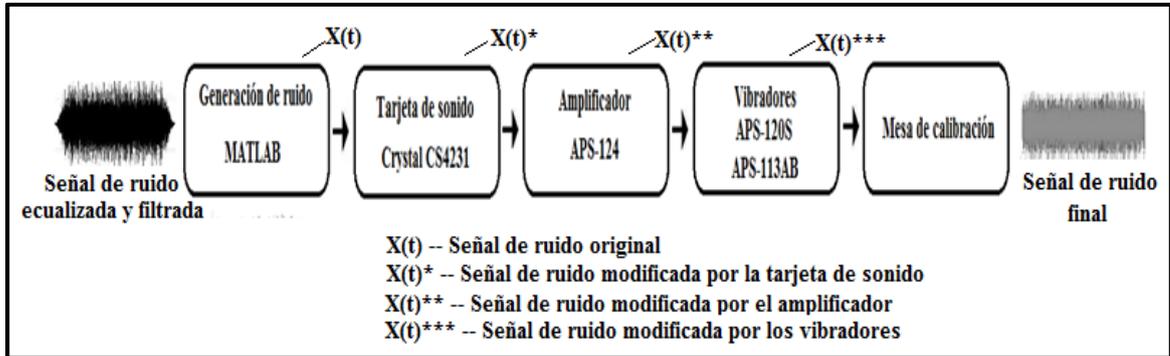


Figura 2.5: Esquema en bloques del flujo de la señal de ruido blanco

2.7.1. Análisis de la respuesta en frecuencia de la tarjeta de sonido

Como se explicó anteriormente, toda la banda de frecuencia en que trabajan los sensores sísmicos se extiende fundamentalmente desde cero Hz hasta 200 Hz, por lo cual las tarjetas de sonido tradicionales con amplificadores y filtros optimizados para la banda de audio no cumplen con los requerimientos frecuenciales de este método. En este caso, se analizó la documentación técnica y se observó que el fabricante garantiza que la respuesta en frecuencia de la tarjeta “Sound-Blaster Sigma-Delta Crystal CS4231” se considere plana entre los valores de 20-20000 Hz (Crystal Semiconductors, 1994). Teniendo en cuenta estos datos se optó por la modificación de la tarjeta cuyo esquema en bloques interno se muestra en la figura 2.6.

Concretamente, si se analiza el circuito integrado Crystal CS4231 que corresponde al convertidor digital analógico de esta tarjeta, se observa que los terminales 40 y 41 corresponden a las salidas de señal analógica, limitadas a través de un filtro pasa-alto formado por un condensador de $1 \mu\text{F}$ y una resistencia de 470Ω , con una frecuencia de corte efectiva de $\approx 23 \text{ Hz}$ y correspondiente a la banda de audio. (Anexo B1).

Eliminando este filtro, y tomando la señal directamente de la salida del convertidor Sigma-Delta, se observó que la banda de frecuencia puede ser extendida hasta cero Hz, con el inconveniente de que la señal presentó un offset de voltaje de DC, medido experimentalmente, de 2,1 V.

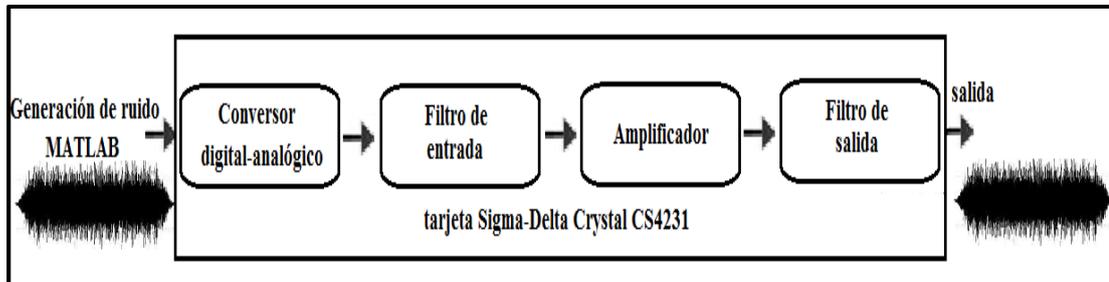


Figura 2.6: Esquema en bloques de la tarjeta de audio modificada Sigma-Delta Crystal CS4231

Sin embargo, aprovechando la posibilidad que tiene este circuito de ofrecer, a través del terminal 32, una señal de voltaje de referencia de 2.1 V, se diseñó un esquema que, mediante el amplificador operacional INA103, reporta la señal a la salida a un valor de offset nulo, como se observa en el anexo B1. De esta forma se resolvió experimentalmente el problema de la extensión de la respuesta en frecuencia de la tarjeta y se obtuvo una señal de ruido blanco a su salida sin limitaciones de frecuencia y amplitud además de con un offset cero.

La introducción de este amplificador como un elemento adicional a los ya descritos hace necesario analizar su propia respuesta en frecuencia. En el anexo B2 se muestran las curvas de respuesta para este tipo de amplificador operacional obtenidas de la documentación técnica, donde es evidente que la respuesta es plana hasta más allá de los 400 kHz, por lo cual se consideró que no ejerce ninguna influencia sobre la señal que proviene de convertidor D/A y, por lo tanto, su inclusión no afecta significativamente a la señal de ruido blanco generada.

2.7.2. Análisis de la respuesta en frecuencia del amplificador de potencia

La diferencia entre el nivel de señal entregado por la tarjeta Sigma-Delta Crystal CS4231 y el necesario para el funcionamiento de los vibradores es compensada mediante la

introducción del amplificador APS-124. Consiste en cuatro módulos de potencia y un módulo de entrada que contiene los amplificadores de señal, los elementos que monitorean la corriente de salida y las protecciones.

Aquí el análisis de la respuesta en frecuencia de este elemento se basó fundamentalmente en la documentación técnica obtenida del fabricante para este tipo de amplificador de propósito específico, diseñado para operar específicamente a frecuencias muy bajas. De acuerdo con la hoja técnica suministrada por APS Dynamics, Inc., una de sus características fundamentales es que su respuesta en frecuencia resulta ser plana en el intervalo de cero Hz hasta dos kHz y excede notablemente el rango de frecuencias de las señales sísmicas.

Teniendo en cuenta estos elementos se consideró que su inclusión en el esquema propuesto no ejerce influencia sobre la señal de ruido blanco desde el punto de vista de la frecuencia, y garantiza los niveles de señales necesarios para la excitación de los vibradores.

2.7.3. Análisis de la respuesta en frecuencia de los vibradores

El siguiente elemento a considerar es el vibrador, este se encarga de convertir las señales eléctricas que recibe en vibraciones mecánicas para posteriormente mover la estructura que soporta los sensores. En el método propuesto se usan dos vibradores distintos, el APS Perma-Dyne 120S y el APS Perma-Dyne 113B, en función de sus características y del tipo de sensor que se desee calibrar. Estos vibradores, al incorporar en su construcción transductores electromagnéticos y mecánicos, introducen su propia respuesta en frecuencia, la que incide y modifica la respuesta general del sistema (Vrcelj y otros, 2006).

La documentación técnica de estos componentes es extremadamente limitada. Para resolver este problema se realizó un trabajo de ingeniería inversa que permitió reunir elementos técnicos para desarrollar el análisis teórico del principio de funcionamiento de los vibradores y determinar las ecuaciones que definen sus respuestas en frecuencia.

A los efectos del análisis matemático se tomó como referencia el vibrador APS Perma-Dyne 120S porque los razonamientos, las simplificaciones y las soluciones finales son perfectamente aplicables al otro modelo usado. (Anexo B3).

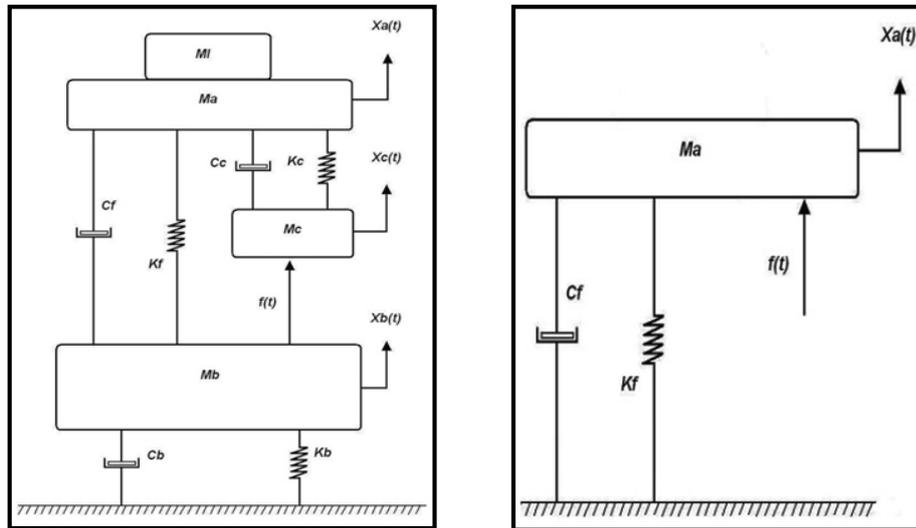
En la figura 2.7a se definió un modelo físico del vibrador donde Ma representa el efecto de la masa de la armazón del vibrador, $Xa(t)$ la posición de la armadura en el instante de tiempo t , Mb el efecto de la masa del cuerpo del vibrador, Kb el aislamiento provocado por los muelles de suspensión, Cb el aislamiento relacionado con la constante de amortiguamiento, $Xb(t)$ la posición del cuerpo del vibrador en el instante de tiempo t , Mc el efecto de la masa de la bobina del vibrador, Kc el coeficiente de elasticidad los muelles de suspensión de la bobina, Cc la constante de amortiguamiento introducida por la bobina, $Xc(t)$ la posición de la bobina del vibrador en un instante de tiempo, $f(t)$ la fuerza axial del vibrador, Kf el coeficiente de alargamiento del vibrador y Cf el amortiguamiento asociado al vibrador.

Como esta aproximación resulta sumamente complicada y no práctica, se realizaron las siguientes simplificaciones:

- Se omitieron en el análisis matemático los parámetros Cb y Kb , garantizando un acoplamiento adecuado entre el cuerpo del vibrador y el basamento. Considerando la masa, de este último, suficientemente grande fue posible, además, despreciar el efecto de Mb , en tanto el cuerpo del vibrador y el del basamento se consideran como uno solo y el efecto de las vibraciones disminuye a valores cercanos a cero.
- Se despreciaron los efectos de Cc y Kc , esto fue posible porque el rango de frecuencias de vibración está muy por debajo de la frecuencia de resonancia del cuerpo de la bobina y la armazón. En este caso, se consideró Ma y Mc como un único cuerpo y como Mc es muchas veces menor que Ma , se usó solamente este último.

Finalmente, la carga externa Mi se consideró como un único cuerpo, en conjunto con la armazón Ma , y se renombró a este conjunto como $Ma = Ma + Mi$.

A partir de estas simplificaciones se redujo el esquema anterior a el que se muestra en la figura 2.7b, donde M_a representa la masa de la armazón, $X_a(t)$ es la posición de la armazón en un instante de tiempo t , K_f es el coeficiente de alargamiento del vibrador, C_f es el amortiguamiento asociado al vibrador y $f(t)$ es la fuerza axial del vibrador.



Figuras 2.7a y 2.7b: Modelos físico general y simplificado del vibrador electromagnético

El vibrador es también un sistema donde se conjugan sistemas mecánicos y eléctricos, los elementos de interacción eléctrica están referidos, fundamentalmente, a la bobina. En este análisis se consideró como un transformador con las siguientes características, ver figura 2.8:

- En la dirección principal convierte la señal de voltaje (diferencia de potencial) $e(t)$ en una fuerza axial $f(t)$ a través de la constante de transformación directa k_1 , luego mediante sus partes físicas el vibrador transforma la fuerza $f(t)$ en un movimiento $X_a(t)$ del cuerpo de la armazón.
- En la dirección inversa, a través del coeficiente k_2 , la velocidad de la armazón del vibrador $\frac{dx_a}{dt}$ se transforma en un voltaje inverso $e_b(t)$.

Aquí aparecen otras variables: $e(t)$ es la fuente de voltaje, $e_b(t)$ es el voltaje de reacción inverso, $i_a(t)$ es la corriente del circuito de la armazón, L_a representa el efecto inductivo

de la armazón, mientras Ra representa el efecto resistivo de la armazón y $T(k1, k2)$ es el circuito equivalente del transformador (coeficientes directo e inverso).

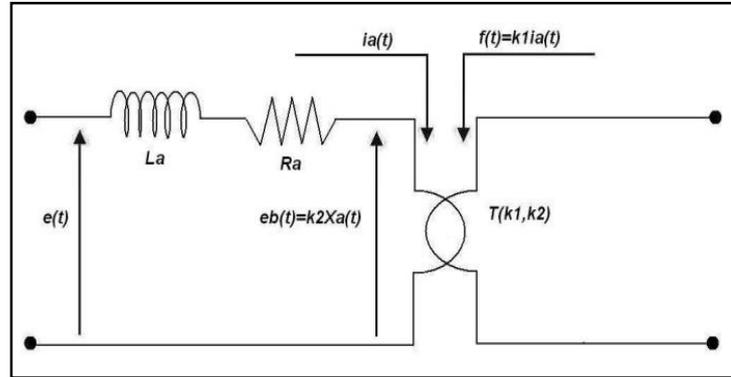


Figura 2.8: Modelo eléctrico del vibrador electromagnético

Una vez definidos los modelos físico-mecánicos y eléctricos del vibrador, se unificaron las ecuaciones que rigen el comportamiento de todo este sistema.

$$\begin{cases} f(t) = k1. \frac{dia}{dt} \\ eb(t) = k2. \frac{dXa}{dt} \\ f(t) = Ma. \frac{d^2Xa}{dt} + Cf. \frac{dXa}{dt} + Kf. Xa(t) \\ e(t) = La. \frac{dia}{dt} + Ra. ia(t) - eb(t) \end{cases} \quad (2.43)$$

Para una mejor aproximación, se definen algunas variables de estado como $X1 = Xa(t)$, $X2 = \frac{dX1}{dt}$, $X3 = ia(t)$, $u = e(t)$ y $y = X1$. Sustituyéndolas en el sistema de ecuaciones anterior y ordenándolas en forma matricial se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{dX1}{dt} \\ \frac{dX2}{dt} \\ \frac{dX3}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{Kf}{Ma} & -\frac{Cf}{Ma} & \frac{k1}{Ma} \\ 0 & \frac{k2}{La} & -\frac{Ra}{La} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{La} \end{bmatrix} \cdot u \quad (2.44)$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} + [0] \cdot u \quad (2.45)$$

aplicando la transformada de Laplace, se escribe:

$$\begin{cases} e(t) \rightarrow E(s) \\ ia(t) \rightarrow Ia(s) \\ Xa(t) \rightarrow Xa(s) \end{cases}$$

el sistema de ecuaciones queda finalmente de la forma siguiente:

$$\begin{cases} E(s) = Ra \cdot Ia(s) + s \cdot La \cdot Ia(s) - s \cdot k2 \cdot Xa(s) \\ k1Ia(s) = s^2 \cdot Ma \cdot Xa(s) + s \cdot Cf \cdot Xa(s) + Kf \cdot Xa(s) \end{cases} \quad (2.46)$$

Finalmente la relación entre la entrada y la salida se expresa mediante la ecuación:

$$\frac{Xa(s)}{E(s)} = \frac{k1 \cdot La \cdot Ma}{s^3 + s^2 \cdot \frac{Ma \cdot Ra + La \cdot Cf}{La \cdot Ma} + s \cdot \frac{Ra \cdot Cf + La \cdot Kf - k1 \cdot k2}{La \cdot Ma} - Kf \cdot Ra} \quad (2.47)$$

Sustituyendo los valores que da el fabricante para este tipo de vibrador:

$$Ma = Ma + M_c = 2,27Kg; \quad M_b = 22,7Kg; \quad Ra = 1,6 \text{ Ohm}; \quad Kf = 88N/mm; \quad La = 0,002 \text{ H}; \quad Cf = 0,4; \quad Kc = 50KN/mm.$$

Se obtuvieron las curvas de respuesta en frecuencia, que se muestran en la figura 2.9, para diferentes pesos, incluyendo el de la cajuela móvil de la mesa de calibración.

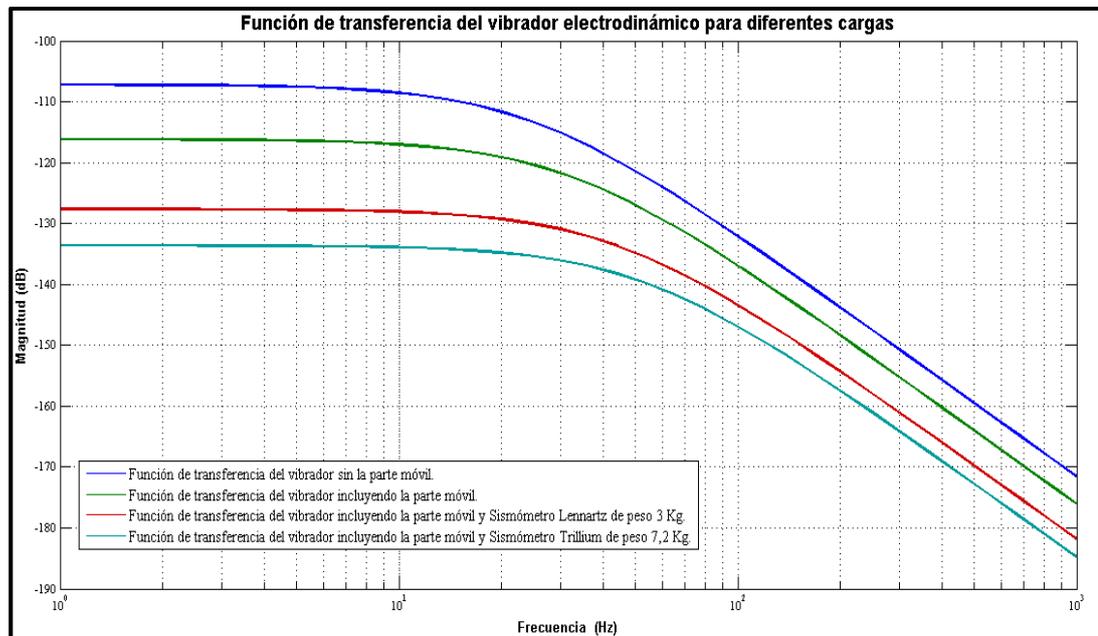


Figura 2.9: Función de transferencia del vibrador para diferentes valores de carga

Las conclusiones fundamentales que se obtienen del análisis de la figura 2.9 son, primeramente, que las curvas de respuesta en frecuencia del vibrador son planas desde cero Hz hasta un valor de aproximadamente 40 Hz y, a esto se añade, que la forma de curva no depende del peso de la armadura del vibrador, añadiéndole el peso de la cajuela móvil y del sismómetro que se coloca encima de esta. En este caso, para el análisis general de la respuesta en frecuencia, se seleccionó la curva que corresponde a un peso de siete

kilogramos, tomando en cuenta el dato experimental que confirma que el peso de la mayoría de los sismómetros modernos oscila entre cuatro y diez kilogramos.

2.7.4. Solución propuesta para la generación de las señales de ruido blanco

De acuerdo a los análisis anteriores se concluyó que, de los elementos que conforman el canal de medición, solamente la tarjeta de sonido y los vibradores tienen una influencia representativa sobre la señal de ruido blanco generada por Matlab. Esto es posible porque las respuestas en frecuencia del amplificador de potencia resulta ser planas en el rango de frecuencias deseado y que el efecto de la mesa como elemento electro mecánico puede ser asumida como el aumento de la masa asociada a la parte móvil del vibrador.

Otro paso en la estrategia para la solución del problema consistió en dividir el ancho de banda total de la señal sísmica en varios rangos de frecuencia de ecualización, teniendo en cuenta las diferentes frecuencias en que trabajan los sensores sísmicos y su subdivisión de la forma:

- Sismómetros de período corto: 1 Hz—100 Hz.
- Sismómetros de período medio: 0,05 Hz—30 Hz.
- Sismómetros de banda ancha: 0,001 Hz—30 Hz.
- Acelerómetros: 0,001 Hz—200 Hz.

De acuerdo a esta división y reanalizando la figura 2.9, se concluyó que, para garantizar la correcta ecualización de la señal de ruido blanco generada, solamente fue necesario corregir la curva correspondiente a la respuesta en frecuencia a partir de 30 Hz, para el caso en que se efectúe la calibración de los sismómetros de corto período y en sentido general para los acelerómetros. En función del rango de trabajo de cada sensor se cambió la

estructura de los ficheros de ruido blanco necesarios, específicamente las frecuencias de corte de los filtros empleados, la amplitud de la señal y la duración del fichero de señal.

Como regla se observó una relación de 300:1 entre la duración del fichero de ruido blanco generado y el período del sensor. De esta forma se garantizó en cada caso una señal rica y con persistencia para excitar al sistema en todos los casos y en todos los modos.

Para ecualizar la señal se generaron filtros que permitieron recuperar las componentes de frecuencia de la señal eliminada o atenuada por el vibrador. Los requisitos para los filtros propuestos en cada caso fueron ganancia constante en la banda de paso, atenuación con tendencia a infinito en la banda de rechazo y banda de transición de ancho nulo.

Como estos requisitos corresponden a un filtro ideal y en la práctica son imposibles de obtener, se usó el polinomio de Chebyshev, descartando el de Butterworth, debido a que los filtros diseñados usando el polinomio de Chebishev tienen mayor eficiencia para el mismo número de polos, en comparación con Butterworth y además su caída en la zona de transición es más abrupta.

Los filtros se programaron de acuerdo a las herramientas de tratamiento de señales de Matlab, específicamente las correspondientes al diseño de filtros IIR. A partir de un filtro analógico diseñado con las frecuencias de corte, rizado y ganancia adecuados, se generó un filtro digital pasa bajo prototipo, mediante el método de transformación bi-linear y a partir de este el correspondiente filtro pasa alto.

Para garantizar la blancura del ruido, teniendo en cuenta que por definición el ruido blanco tiene su energía distribuida en todas las frecuencias posibles y un ancho de banda infinito, por lo que se requiere una frecuencia de muestreo infinita para muestrearlo (en este caso simularlo) lo que es imposible, se escogió una frecuencia de muestreo para la generación de los ficheros de ruido 100 veces mayor que el ancho de banda de trabajo de los sensores sísmicos en cada caso.

De esta forma, desde el punto de vista del ancho de banda en que operan estos sensores, la frecuencia de muestreo usada puede considerarse como infinita y por tanto este tipo de señal de excitación puede ser considerado como ruido blanco.

No obstante estos resultados, a partir de las instrucciones de Matlab, rand y randn, se generaron estas señales, y se observaron resultados coherentes mediante el uso de una prueba estadística de blancura de ruido, (prueba de Box-Cox) que generó un estadístico de Chi-Cuadrado y que permitió, para un nivel de confianza de 95 %, estimar, desde el punto de vista estadístico, la blancura de ruido necesario para esta señal.

La frecuencia de muestreo seleccionada de 1 kHz permitió, además, cumplir con requerimientos específicos de la tarjeta de sonido Sigma-Delta Crystal CS4231, para mejorar la relación señal-ruido. El anexo B4 muestra un ejemplo de señal generada para la calibración de un sensor de corto período. Se observa en color verde la señal original muestreada a 500 Hz, mientras en negro se presenta la señal final re-muestreada a 1 kHz y adecuada en los extremos de la banda de interés. De igual modo en el anexo B5 se observan los espectros correspondientes a esas señales.

A partir del tratamiento de la señal inicial generada en Matlab mediante los procedimientos descritos y el uso de filtros de ecualización, se garantizó que para cada una de las bandas de frecuencia correspondientes a los rangos de operación de cada instrumento, se obtuviera una señal de ruido que contuviera todas las componentes de frecuencia durante un tiempo suficiente para ser considerada a todos los efectos como ruido blanco. (Anexo B6).

2.8. Conclusiones parciales

Se puede concluir afirmando que el método que se propone es válido teóricamente y es capaz de garantizar la obtención de la respuesta en frecuencia de estos instrumentos con un grado de precisión mayor, con el objetivo de resolver los problemas planteados en el capítulo anterior. Esto es posible porque:

- El método se sustenta en el modelo obtenido a partir del uso de una técnica ISIS no-paramétrica, el análisis espectral, que consiste en la determinación de la función de transferencia de un sistema LTI excitado con una señal estocástica.
- El uso de señales estocásticas de ruido ESA para la determinación de la respuesta en frecuencia de los sensores sísmicos es posible. Los análisis realizados y las principales ecuaciones determinadas permiten el cálculo de esta respuesta en este tipo de sistema a partir de las PSD de las señales estocásticas y su interacción con el sistema LTI.
- Es posible la creación de ficheros de ruido blanco ecualizados, específicos para cada rango de frecuencia y garantizar que la señal de ruido generada pueda considerarse como ruido blanco.

No obstante estos resultados, para aplicar y validar el método que se propone es necesario desarrollar una infraestructura, desde el punto de vista tecnológico, que permita de forma experimental probar todos los procedimientos descritos arriba. Al diseño de este dispositivo llamado mesa de calibración está dedicado el capítulo tres de este informe, donde se abordarán criterios técnicos y de diseño que complementan la base teórica del método.

CAPITULO 3. DISEÑO DEL DISPOSITIVO PARA APLICAR EL MÉTODO PROPUESTO

CAPITULO 3. DISEÑO DEL DISPOSITIVO PARA APLICAR EL MÉTODO PROPUESTO

Numerosos diseños de mesas vibratorias han sido realizados en los últimos años. Severn y Yang describen algunas de estas y su aplicación a diferentes ramas de la ingeniería sísmica, en casi todos los casos enfocadas en el estudio de la respuesta de diferentes estructuras constructivas ante la ocurrencia de un sismo y en la modelación de la interacción suelo-estructura (Severn y Yang, 2011). Ji describe los daños generales a escala natural en edificios (Ji y otros, 2011), mientras que Tomaževič y Gams enfatizan en la modelación del efecto sísmico en edificios de ladrillos (Tomaževič y Gams, 2012).

Barnes realiza un modelado de la interacción suelo-estructura de forma general en edificios usando una mesa vibratoria (Barnes, 2012), particularizando Xiao, Hartman y Magliulo en diferentes tipologías constructivas (Xiao y Hartman, 2014; Magliulo y otros, 2014), mientras que Wartman, Seed, Bray y Ling describen el efecto del sitio para diferentes tipos de suelo (Wartman, Seed y Bray, 2005; Ling y otros, 2009).

Se hace necesario indicar que todos estos diseños, aunque sirven para simulaciones de terremotos y su efecto en las edificaciones no están diseñados para la simulación de movimiento del terreno con la precisión necesaria para realizar la calibración de los sensores sísmicos (Wielandt, 2002).

Por otra parte, el análisis detallado de la estructura de varias mesas vibratorias diseñadas para calibración de sensores, por ejemplo la diseñada por Wielandt en colaboración con la empresa alemana Lennartz Electronics, permitió llegar a la conclusión de que no era posible utilizar estos diseños para aplicar el método propuesto, debido a las características y limitaciones de estos dispositivos, explicadas en documentos técnicos revisados de este fabricante (Lennartz Electronics, 2015).

Esta situación hizo necesario una nueva concepción de diseño que permitiera aplicar el método propuesto en el capítulo anterior.

En este capítulo se presenta el diseño de una mesa de calibración basado en un esquema diferente, que tiene como elementos fundamentales una estructura mecánica de tamaño razonablemente pequeño, con la posibilidad de ser usada para calibrar todos los modelos de sensores y el uso de un “colchón” de aire entre las partes móvil y fija de la mesa, con el objetivo de reducir el rozamiento y poder generar y aplicar señales de muy baja frecuencia y amplitud.

Las soluciones tecnológicas a los problemas planteados durante el diseño incluyen la interacción entre elementos, equipos y sistemas construidos por fabricantes especializados en sus respectivas áreas, con otros diseñados específicamente durante el desarrollo del trabajo.

En este sentido los aportes prácticos que se destacan son el diseño de las partes mecánicas de la mesa de calibración, la concepción de una tarjeta de adquisición de datos para la digitalización de las señales provenientes del sensor láser, así como la concepción de los algoritmos y la programación de estos para la elaboración de los datos registrados. (Anexo C1).

3.1. Estructura mecánica

La estructura mecánica fue concebida en dos partes fundamentales, una parte fija acoplada a una estructura de hormigón armado suficientemente pesada que permita despreciar el efecto de inclinación sobre los sismómetros, y otra móvil donde se coloca el sensor y que se desliza sobre la primera.

En la instrumentación sísmica moderna, todos los sismómetros poseen, internamente, sensores que registran movimientos en la componente vertical (Z) y otros dos en las horizontales (N/S) y (E/W). En el primer caso, se optó por un esquema de excitación directo,

anexo C2, en el cual es colocado el sismómetro sobre el vibrador sin estructuras intermedias; en el caso de los sensores horizontales, se usa el esquema de plataforma móvil sobre capa de aire intermedia. (Anexo C3).

En general, la estructura consiste en una viga de acero fabricada de aleación “invar” (aleación de hierro (64%) y níquel (36%) con muy poco carbono y algo de cromo), con una superficie pulida que disminuye el rozamiento y con un coeficiente de expansión térmico bajo, soportada sobre dos mini pedestales de duraluminio reforzado con pernos de acero. (Anexo C4a, b, c, d, e y f). Todo este conjunto está apoyado sobre una plataforma que además, contiene los elementos de sujeción para los vibradores verticales y horizontales y otros dispositivos mecánicos para la guía y el ajuste del sensor láser de posicionamiento, inyección de aire comprimido bajo presión, conexiones eléctricas, etc.

Así se logró una estructura principal robusta que sostiene el resto de los elementos de la mesa de calibración, en particular, la parte móvil que se desliza sobre la parte fija a través de una película de aire comprimido y cuyo diseño será explicado a continuación.

Esta concepción de diseño permite la aplicación del método propuesto, debido a que se puede simular el movimiento del terreno a que es sometido el sensor sísmico durante sus condiciones de trabajo. Esto constituye uno de los requisitos planteados inicialmente con el objetivo de obtener una aproximación más real al problema de la calibración de estos sensores, para aumentar la precisión de la determinación de la respuesta en frecuencia de estos.

3.1.1. El colchón de aire y la reducción del rozamiento

Para comprender mejor el funcionamiento del colchón de aire es necesario explicar que, de acuerdo a Reynolds, un fluido funciona como separador de dos superficies sólidas siempre y cuando esté sometido a una presión determinada, en caso contrario, cualquier peso aplicado sobre cualquiera de las superficies, provocará el escurrimiento del mismo

(Reynolds, 1883). Considerando un bloque que se apoya sobre una superficie de área A , sometido a una carga W , separados por un fluido mantenido bajo una presión constante p , figura 3.1.

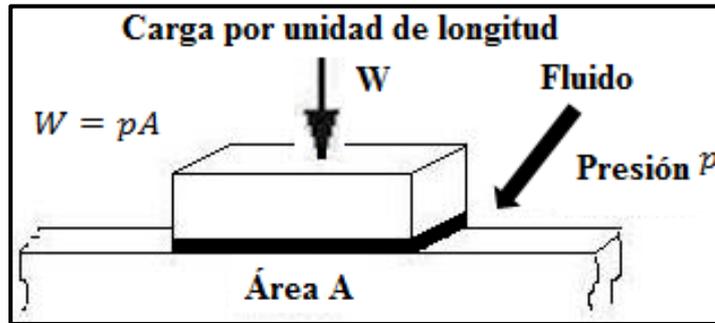


Figura 3.1: Esquema de principio para explicar las ecuaciones de fluido dinámica

Las ecuaciones de Reynolds y Poiseuille (Reynolds, 1883) definen los límites en los cuales esta película de fluido no perderá su posición de acuerdo a:

$$W = pA \quad (3.1)$$

En caso que p no sea constante en cada punto del área, el elemento δA , soporta la carga δW , según la expresión:

$$\delta W = p\delta A \quad (3.2)$$

$$W = \int p dA \quad (3.3)$$

Estas consideraciones conducen a la relación que caracteriza a un fluido que pasa entre dos superficies paralelas entre sí, denominado régimen de Poiseuille, de la forma:

$$q = -\frac{\pi d^4}{128n} \left(\frac{dp}{dx}\right) = \frac{h^3 dz}{12n} \left(\frac{p_2 - p_1}{l}\right) \quad (3.4)$$

donde $(p_2 - p_1)$ es la diferencia de presión, n es la viscosidad, l es la longitud de la película de fluido y h representa el espesor de esta.

En la práctica, sin embargo, esta solución genera una capa intermedia con capacidad limitada para soportar pesos considerables, considerando que debe ser mantenida la capacidad de disminución del rozamiento constante, no obstante el aumento o disminución de la carga (Crowe y otros, 2009).

Considerando las superficies paralelas lo suficientemente largas para despreciar el flujo en la dirección vertical, se puede expresar la carga soportada en la dirección z, como:

$$W = 2 \left(\frac{p_s - 0}{2} \right) l/2 \times 1 = p_s l/2 \quad (3.5)$$

El uso de capilares y orificios para la inyección del fluido lubricante, a presión constante es la solución más empleada para aumentar la capacidad de carga de estos dispositivos, sin excesivas complejidades de diseño mecánico (Bonner, 2012).

La ecuación de Poiseulli para este caso queda de la forma siguiente:

$$q = - \frac{\pi d^4}{128n} \left(\frac{dp}{dx} \right) = \frac{\pi d^4}{128n} \left(\frac{p_2 - p_1}{l} \right) \quad (3.6)$$

El uso del aire como fluido presenta ventajas con respecto a las películas de aceite u otro material similar usado. El principio físico es idéntico al descrito arriba, solamente se debe tener en cuenta que, la menor viscosidad del aire respecto al aceite, provoca presiones menores y, por tanto, menor capacidad de carga (Crowe y otros, 2009).

Desarrolladas estas ecuaciones para una carga de 20 kilogramos, los resultados prácticos mostraron que el uso de un colchón a base de aire comprimido cumple con suficiente precisión los requerimientos de diseño.

3.1.2. El diseño práctico

En el trabajo propuesto se usaron las propiedades de dinámica de fluidos explicadas anteriormente, y se logró diseñar una plataforma móvil en forma de caja rectangular hueca, con una determinada estructura de orificios externos y conductos capilares internos que permiten que el aire inyectado a presión fluya entre las paredes internas de esta y la guía base, separadas a razón de un milímetro entre ellas, y esto posibilita el movimiento relativo entre las partes fija y móvil de la mesa de calibración, inmóviles en condiciones de disminución de la presión de aire.

Esta caja formada, a su vez, por dos piezas, una en forma de “U” y otra como tapa que completa la forma rectangular, soporta la placa donde se colocan los sensores sometidos al procedimiento de calibración. (Anexos C5 y C6). Existen cinco orificios de salida en la parte inferior de la cajuela, en tanto otros cinco se encuentran en la tapa, además de dos ranuras longitudinales que permiten la creación de una capa de aire uniforme a lo largo de toda la sección.

Aplicando las ecuaciones explicadas con anterioridad y específicamente la ecuación (3.6), se observó que, inyectando aire comprimido a una presión de 2,5 atmósferas, se genera una capa de aire suficiente para soportar una carga efectiva de 20 kilogramos en la parte superior de la cajuela; lo que minimiza el rozamiento entre ambas.

Esta solución tecnológica permitió obtener una superficie deslizante entre las partes móvil y fija de la mesa de calibración que redujo el rozamiento entre estas de manera eficiente. De esta forma se pudo considerar a la cajuela móvil en conjunto con el vibrador, para cumplir con los requerimientos teóricos explicados en el capítulo dos con relación al análisis en frecuencia y la posterior generación del ruido blanco ecualizado y filtrado. El valor de 20 kilogramos se asumió por exceso, siendo este peso superior al de la mayoría de los sismómetros modernos y, de esta forma, se garantizó un margen de operación que permitiera calibrar todos los sensores.

3.1.3. Límites físicos de la mesa vibratoria

Este diseño tiene, lógicamente, limitaciones en la distancia de recorrido máximo que puede lograrse con el dispositivo y están definidos por una sumatoria que agrupa el máximo valor de desplazamiento que puede obtenerse de los vibradores utilizados, la mayor distancia efectiva que puede ser medida con los sensores láser para medición del desplazamiento de los sismómetros y las dimensiones físicas de la mesa de calibración, así como las

aceleraciones máximas que sin provocar saturaciones electro-mecánicas en los sensores ni oscilaciones en la estructura mecánica puedan ser impuestas al sistema.

En el anexo C7 se muestran graficadas las curvas de aceleración desplazamiento en función de la frecuencia, calculadas teniendo en cuenta los elementos antes expuestos.

3.2. El sensor láser de medición de desplazamiento

Para la medición del desplazamiento efectivo de los sensores se propuso el uso de un interferómetro láser debido a la alta precisión y robustez que presenta. En este caso fue seleccionado el modelo LDS-3000 (Optodyne, 2005) que es un sensor láser del tipo Laser Doppler Displacement Meter (LDDM) que funciona bajo el principio de la reflexión-interferencia de las ondas luminosas.

El LDDM utiliza este principio a través de un dispositivo electro-óptico que detecta el desplazamiento Doppler de la frecuencia del láser causado por un blanco en movimiento, para medir el desplazamiento con un alto grado de precisión. Su construcción, de acuerdo con Shu, es más simple, menos costosa, más robusta y más fácil de usar que un interferómetro convencional (Shu y otros, 1998).

$$x = \frac{c}{2f} \left(n + \frac{phi}{\pi} \right) \quad (3.7)$$

donde x es la posición del retro-reflector, c es la velocidad de la luz, f es la frecuencia del láser, n es el número de $2p$ y phi es el ángulo de fase.

El desplazamiento de frecuencia Doppler puede ser expresado como;

$$f = \frac{sf_0}{c} v \quad (3.8)$$

$$\frac{\Delta\phi}{2\pi} = \frac{2f_0}{c} \Delta z \quad (3.9)$$

donde f y $\Delta\phi$ corresponden a los cambios de frecuencia y fase, v y Δz son la velocidad y el desplazamiento del retro-reflector, respectivamente; f_0 es la frecuencia del láser y c es la velocidad de la luz.

Un detector de fase mide la variación de fase, que se corresponde con el desplazamiento del retro-reflector. Cuando el desplazamiento es mayor que media longitud de onda $\lambda/2$, un contador registra los cambios totales de fase. Esto es:

$$\Delta\phi_{total} = 2\pi N + \phi \quad (3.10)$$

donde N es el número de medias longitudes de onda y ϕ es el ángulo de fase menor que 2π .

El desplazamiento total Δz , se puede expresar como:

$$\Delta z = \frac{c}{2f_0} (N + \phi/2\pi) \quad (3.11)$$

Los detalles específicos así como las sucesivas modificaciones y ajustes de este dispositivo pueden ser hallados en los trabajos de Wang (Wang, 1991) y en las notas de aplicación del mismo autor en Optodyne (1103, 1105 y 1107).

El uso de este instrumento permitió la medición de desplazamiento efectivo de los sensores en un rango de hasta 400 mm con una alta resolución de ± 2.54 nanómetros. Teniendo en cuenta que la precisión del método teórico propuesto en el capítulo anterior, depende de la exactitud de esta medición y es la base de todo el análisis de las señales mostrado con anterioridad, se justifica su selección y uso así como el diseño de una tarjeta de adquisición de datos que se explica a continuación.

3.2.1. Diseño de la tarjeta de interfaz PC-sensor láser. El driver Kernel para la gestión de la tarjeta

Para la conexión del sensor láser Optodyne a la computadora que contiene los programas de manipulación y control, se diseñó una tarjeta electrónica de interfaz basada en una arquitectura a microprocesador, un circuito integrado de memoria lógica programable y un convertidor A/D de alta velocidad de 660 nanosegundos que, junto a una memoria estática de 512 Kbyte, convierte en formato digital el dato correspondiente al desplazamiento. (Figura 3.2).

El diseño comprende un microprocesador de la serie 80C52, que gobierna el tráfico de datos entre el láser y la computadora, la lectura de datos procedentes de la lógica programable y el acople con el circuito integrado de memoria.

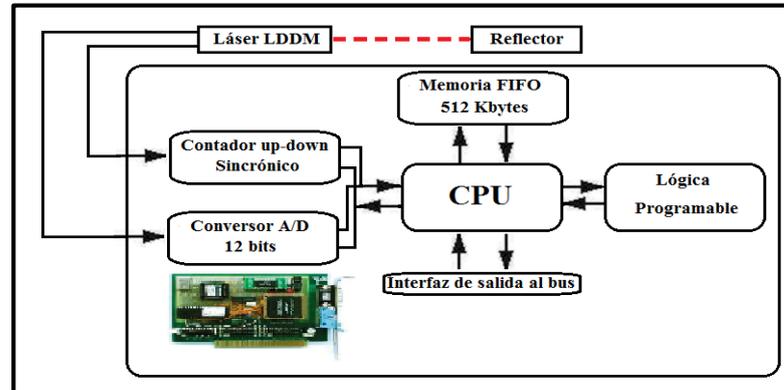


Figura 3.2: Esquema en bloques simplificado de la tarjeta electrónica de interfaz diseñada para el acoplamiento del láser a la computadora

El dispositivo programable es el circuito integrado (CI) EPM7128SLC84, un PLD EEPROM de avanzada arquitectura MAX, con 128 macro celdas, 2500 puertas lógicas para interconexión y ocho bloques de elementos lógicos.

También están incluidos algunos circuitos integrados digitales como el 74HC245, que es un buffer bidireccional de tercer estado para la conexión de las señales de datos con el bus de la computadora, GAL-LX833 y 74HC244, buffer no inversor para el manejo de las señales de lectura (IO/R) y escritura (IO/W) entre otras del propio bus.

Otras señales como las de sincronización, ClkUp y ClkDown son manejadas a través de inversores 74HC14. (Anexo C8).

El CI KM684000ALP-7L es usado como memoria buffer de 512 Kbyte y el convertidor A/D LCT1415CSW para la conversión de las señales de entrada a formato de 12 bits.

Para gestionar el funcionamiento de esta tarjeta se programó un driver, compatible con el sistema operativo LINUX instalado en la computadora de control (Di Bartolomeo, P., 2012). Este driver fue programado en lenguaje C y se encarga, básicamente, de la adquisición de los datos que procesa la tarjeta, el manejo de los buffers FIFO, la asignación de las interrupciones IRQ y las banderas de estatus de la lógica implementada (GNU, 2015).

Este programa funciona de conjunto con otro, escrito en código de máquina del microprocesador 89C52 para el manejo del convertidor A/D, las memorias FIFO, la RAM, el dispositivo lógico-programable con la estructura lógica creada en su interior y la interacción hacia el exterior. La fotografía de la tarjeta se observa en el anexo C9.

3.3. Digitalización de las señales procedentes de los sensores

Para la digitalización de las señales procedentes de los diferentes sensores se seleccionó un equipo profesional de la firma Lennartz Electronics, específicamente el M-24, digitalizador de tres canales con acotación GPS del tiempo, rango dinámico de 24 bits (que evitaría la saturación electrónica), tecnología DSP de adquisición del dato y transmisión de los datos digitalizados a través del protocolo RS-232.

La respuesta en frecuencia propia de este equipo cubre una banda desde 0 Hz hasta más allá de los límites de la banda de interés sismológico. Su estructura de tres canales permite alternar diversas entradas y fue usado para adquirir todas las señales a excepción del interferómetro LDS-3000, entiéndase salida de la tarjeta de sonido, voltaje y/o corriente de salida del amplificador de excitación de los vibradores y la señal de voltaje, correspondiente a la velocidad, de los sensores sometidos a calibración mediante el método propuesto.

La estructura de los datos es idéntica para cada canal digitalizado y para el fichero resultante de la adquisición de los datos del láser interferométrico. Las características detalladas de este equipo pueden ser encontradas en los documentos técnicos y manuales de Lennartz Electronics.

El uso de este equipo de adquisición de datos permitió obtener la señal de los sensores con alta resolución, lo cual minimiza los errores de cuantificación presentes en el proceso de medición. Esta selección garantizó la precisión del método propuesto como se explicará más adelante.

3.4. Matlab, sus paquetes de procesamiento de señales y de entorno visual

Matlab es una plataforma de programación y análisis matemático destinada, fundamentalmente, a cálculos y simulación en el campo de la ingeniería. En este trabajo se han utilizado específicamente los paquetes de programas e instrucciones referidos a: ISIS (System Identification Toolbox); Procesamiento de Señales (Signal Processing Toolbox); Diseño de Filtros (Filter Design Toolbox) e Interfaz de Usuario (GUI), (Gustafsson, 2003; Michalowski, 2011 y Signal Developers, 2015).

Entre sus principales ventajas se encuentran:

- De forma coherente y sin ningún tipo de fisuras integra los requisitos claves de un sistema de computación técnico: cálculo numérico, gráficos, herramientas para aplicaciones específicas y capacidad de ejecución en múltiples plataformas.
- Cálculos intensivos desde un punto de vista numérico.
- Gráficos y visualización avanzada.
- Lenguaje de alto nivel basado en vectores, arreglos y matrices.
- Amplio abanico de programas de apoyo especializados, denominados Toolboxes que cubren en la actualidad prácticamente casi todas las áreas principales en el mundo de la ingeniería.
- Posibilidad de diseñar una interfaz visual interactiva de propósito específico.

3.4.1. Generación de las señales de ruido blanco desde Matlab

Teniendo en cuenta los elementos descritos en el capítulo anterior sobre las consideraciones a tener en cuenta para la generación, filtrado y acondicionamiento de las señales de ruido blanco, se diseñó a partir de un programa elaborado en Matlab, una interfaz

gráfica de interacción con el objetivo de generar los diferentes tipos de señales de ruido blanco que demanda el método (MathWorks, 2015).

En esta interfaz, el botón Refresh List permite escoger el fichero de ruido blanco pre-elaborado que más se ajuste al tipo de sensor que está siendo calibrado mientras el recuadro Span Time permite escoger el tiempo de duración de la señal de excitación a que se somete el sismómetro o acelerómetro teniendo en cuenta sus características, para que esta señal pueda ser considerada como señal rica y persistente en el tiempo.

Los botones Start Shake Table y Stop Shake Table comienzan y detienen el envío de los ficheros de ruido blanco preseleccionados a los vibradores a través de la tarjeta de audio. Las referencias a las localizaciones físicas de estos ficheros están programadas, de tal forma, que es posible correr estos scripts desde cualquier localización de red, siempre que se apunte a los reservorios donde estos se encuentran, fundamentalmente en la computadora de adquisición y control de la mesa de calibración. En el anexo C10 se muestra un recuadro que resume las diferentes señales de pilotaje de la mesa de calibración y las respuestas en frecuencia calculadas a partir de la adquisición de la señal del sismómetro.

Esta interfaz visual permite que el operador de la mesa de calibración seleccione, entre varios ficheros que contienen diferentes señales de ruido blanco ya acondicionadas, la que mejor se adapte a la calibración de un tipo determinado de sensor para excitarlo, en cada caso, con una señal que pueda ser considerada como ruido blanco y de esta manera cumplir con el requerimiento principal del método propuesto.

El siguiente paso fue la selección del método ISIS necesario para la determinación de las PSD.

3.4.2. Método del periodograma para la determinación de la PSD

De acuerdo a las ecuaciones obtenidas en el capítulo dos, la respuesta en frecuencia del sistema LTI (módulo) puede ser obtenida a partir de las PSD de las señales de entrada y salida del sistema.

El más común de los métodos para la determinación de las PSD es el cálculo del periodograma (Proakis y Manolakis, 2007). Este constituye la base del método ISIS no-paramétrico utilizado en este trabajo.

El periodograma es el espectro de la función de autocorrelación de una secuencia enventanada, a partir de una serie de muestras de una señal aleatoria (Proakis y Manolakis, 2007).

Para una señal $x_l[n]$ de longitud l y formado por n muestras, definimos el periodograma como:

$$P_{xx}(f) = \frac{|X_l(f)|^2}{f_s l} \quad (\text{W/Hz}) \quad (3.12)$$

donde $P_{xx}(f)$ es la densidad espectral de potencia para $x_l[n]$

$$X_l(f) = \sum_{n=0}^{l-1} x_l[n] e^{-2\pi j f n / f_s}$$

El método intrínseco del periodograma posee características que no lo hacen atractivo para la resolución del problema que se plantea, esto es debido al propio proceso de enventanado de la secuencia, donde se producen fugas espectrales que se manifiestan a través del suavizamiento de los picos espectrales próximos al pico principal, provocando una dispersión de la energía determinada por el método en frecuencias alrededor de la frecuencia principal y no una concentración de ella en la zona de la frecuencia predominante.

Esto induce errores en la determinación de la PSD, de igual forma la resolución es baja y la dispersión parte del supuesto que el periodograma es un método parcial donde se observa dispersión del espectro de potencia sobre frecuencias alrededor de la principal, por tanto el valor esperado queda como:

$$E \left\{ \frac{|X_L(f)|^2}{f_{sL}} \right\} = \frac{1}{f_{sL}} \int_{-f_{sL}/2}^{f_{sL}/2} P_{xx}(\rho) |W_R(f - \rho)|^2 d\rho \quad (3.13)$$

De esta ecuación se evidencia que el término $|W_R(f - \rho)|^2$ es en esencia una ventana triangular de Bartlett, lo cual contribuye a una mayor dispersión aún de la densidad espectral determinada por este método.

Para corregir estos problemas se decidió usar el método del periodograma modificado, basado en el método propuesto por Welch (Welch, 1967). Básicamente consiste en dividir la señal en el dominio del tiempo antes de calcular la transformada rápida de Fourier para suavizar los bordes de la señal.

Este método divide la señal en secciones o ventanas y calcula el periodograma promedio de estas ventanas, con la característica de que ellas se superponen unas a otras. Esto tiene el objetivo de disminuir la varianza de los resultados de la determinación de la PSD en comparación con la determinación de un periodograma simple de la señal en su totalidad.

A pesar de que el método puede causar redundancia de la información por el solapamiento de los segmentos de la señal, este efecto disminuye al usar ventanas no rectangulares como las de Hamming donde se reduce la importancia del peso de los segmentos solapados en la determinación de la PSD. Por otra parte, como se explicó anteriormente, el uso de tramos de señales de corta duración y ventanas no rectangulares incide negativamente en la resolución del método, pero este no es el objetivo fundamental del uso aquí, por lo que se llegó a un compromiso entre varianza y resolución, donde se da más importancia a la primera para asegurar la poca dispersión de los valores obtenidos.

Sin embargo, el uso de ventanas de Hamming tiene el efecto negativo de influir sobre la potencia promedio de la señal debido a que algunas muestras de la señal son atenuadas cuando ocurren las multiplicaciones de las ventanas, sin embargo esto se puede compensar normalizando en la función periodograma todas las ventanas para obtener una potencia media unitaria.

La ecuación modificada para la estimación de la PSD queda como:

$$P_{xx}(f) = \frac{|X_L(f)|^2}{f_s L U} \quad (3.14)$$

donde U es la constante de normalización de la ventana, definido como:

$$U = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} |w(n)|^2$$

El uso del método Welch para el cálculo del periodograma permite obtener un error mínimo en la determinación de las PSD y, por lo tanto, en todo el tratamiento de la señal y los correspondientes algoritmos de cálculo, lo que incide favorablemente en la precisión del método.

3.4.2. VIBROCALC, programa de cálculo de la respuesta en frecuencia

Uno de los aportes prácticos de este trabajo es la concepción y diseño de un programa de análisis y determinación de la respuesta en frecuencia, con el objetivo de realizar los cálculos necesarios en el método propuesto. Además permite la interacción adecuada con la mesa de calibración, la lectura de los datos procedentes del sensor láser y del sismómetro o acelerómetro y la visualización de resultados entre otras posibilidades.

A partir del diagrama algorítmico mostrado en la figura 3.3, se diseñó el programa VIBROCALC que es un programa escrito usando la interfaz GUI de Matlab y en esencia determina la respuesta en frecuencia entre dos señales llamadas A y B que corresponden a las señales de salida del sismómetro y el sensor láser. La interfaz principal de VIBROCALC se muestra en la figura 3.4.

Estos canales A y B son intercambiables entre sí y a través de los sub-menús se pueden seleccionar diferentes señales de entrada, correspondientes a las tres componentes del sismómetro o a otros sensores diferentes como el sensor de desplazamiento.

Los ficheros ASCII (ASC) correspondientes a estas señales pueden estar en forma local o en otra localización de red, y se pueden leer también ficheros de señal en formato SAC, variante de fichero del tipo ASCII usado en Sismología (Helffrich y otros, 2013).

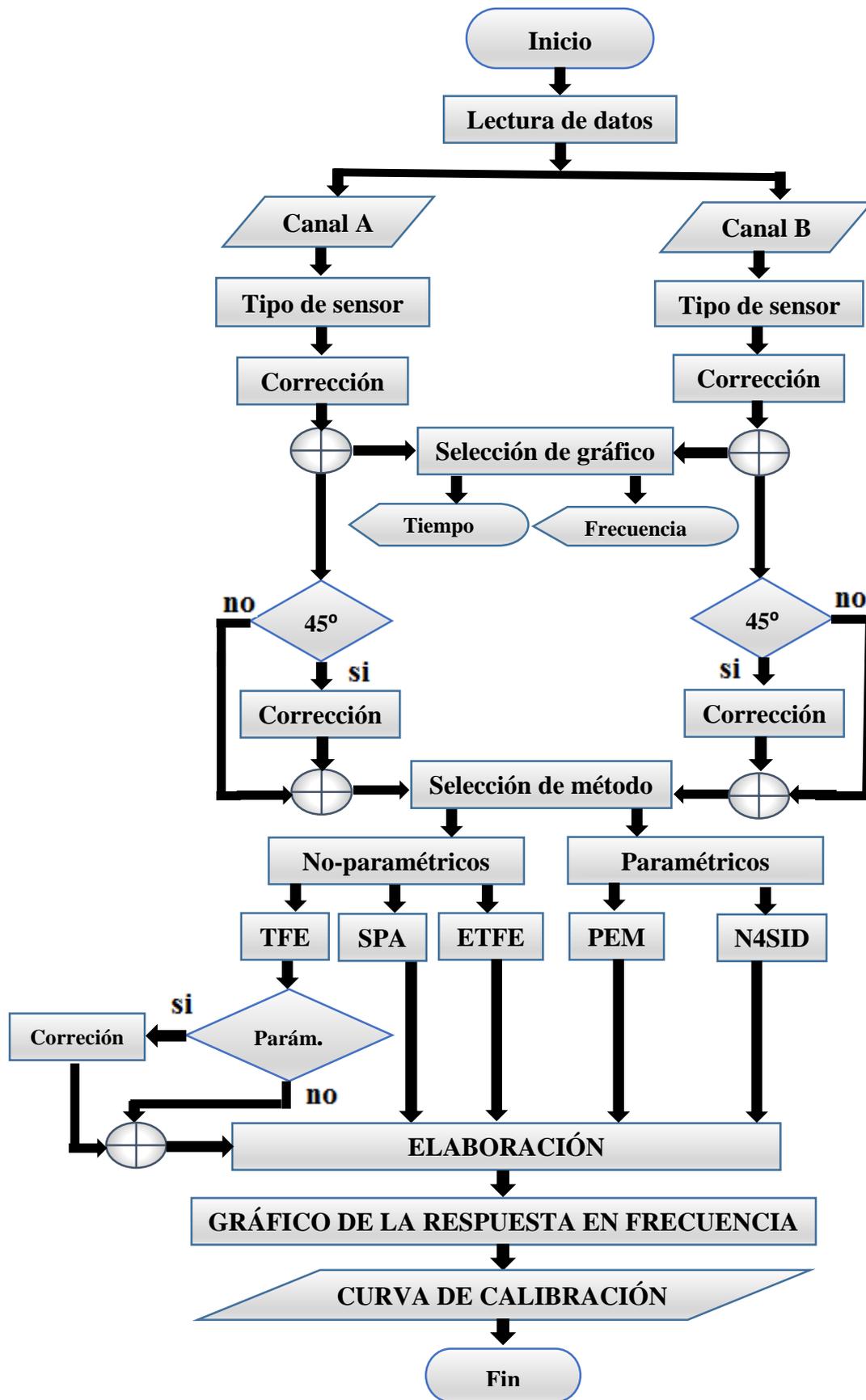


Figura 3.3: Algoritmo de diseño del programa VIBROCALC

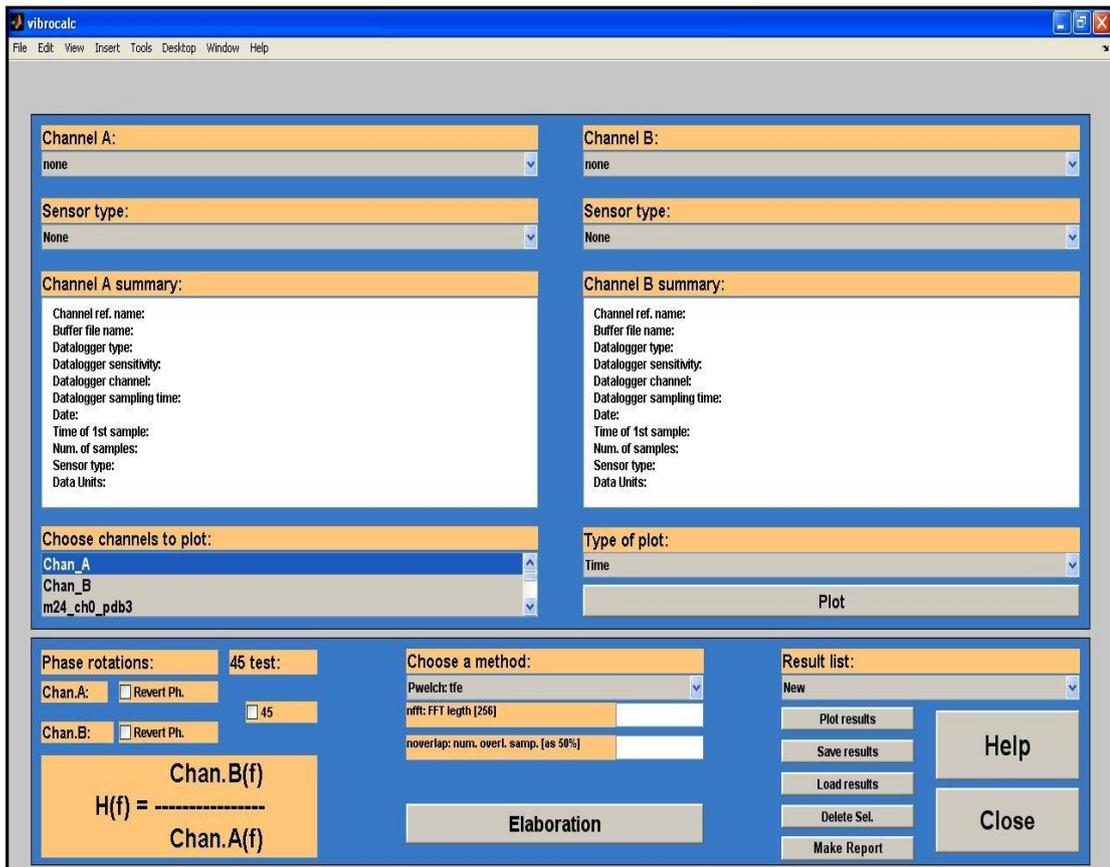


Figura 3.4: Ventana principal del programa VIBROCAL

Desde el punto de vista del cálculo de la función de transferencia, el programa usa como métodos ISIS, tres tipos no-paramétricos y dos paramétricos, de acuerdo a la biblioteca de tratamiento de señales que posee Matlab.

Con el objetivo de realizar la identificación del sistema, el método fundamental que se usó es una variante de cálculo del periodograma promedio modificado del Welch's explicado en el epígrafe 3.4.2, a través de la función de Matlab TFEstimate (Signal Processing Toolbox).

Los vectores son segmentados en ocho secciones de igual longitud con 50 % de solapamiento entre estas, donde cada segmento está enmarcado en una ventana de Hamming con igual longitud que la del segmento.

La función de transferencia de un sistema LTI es determinada a través del cociente entre las densidades espectrales de potencia cruzadas P_{yx} y P_{xx} , de la forma,

$$T_{xy}(f) = \frac{P_{yx}(f)}{P_{xx}(f)} \quad (3.15)$$

El algoritmo tiene la posibilidad de poder variar una serie de parámetros para ajustar el cálculo de la respuesta en frecuencia, entre estos, `nfft` (frecuencias para las cuales es estimada la densidad espectral de potencia), `fs` (frecuencia de muestreo) y “noverlap” (número de muestras que se sobreponen en cada ventana seleccionada para el cálculo). Los detalles de este método pueden ser encontrados en los trabajos de Welch, Stoica, Ljung y Hayek (Welch, 1967; Stoica y otros, 1997; Ljung, 1999 y Hayek, 2015).

Además del método TFEstimate el programa permite realizar el análisis mediante otros métodos no-paramétricos, extraídos del System Identification Toolbox de Matlab:

- (SPA), Spectral Analysis: estima la respuesta en frecuencia y el espectro usando el análisis espectral de frecuencia de un modelo general lineal, basado en el algoritmo de Ljung, $y(t) = G(q)u(t) + v(t)$, donde θ_v es el espectro de $v(t)$; el valor retorna como un objeto `idfrd` con la estimación de $G(e^{i\omega})$ para valores de frecuencia ω donde $\omega = [1:128]/128 * \pi/T_s$ (Ljung, 1999).
- (ETFE), Empirical Estimate: Es una variante de estimación de la respuesta en frecuencia de forma empírica, similar a la función SPA. El comando “`etfe`” realiza el cociente entre la transformada de Fourier de la salida y la transformada de Fourier de la entrada para los datos de la serie temporal. Matlab retorna en g el periodograma de los datos. Una versión suavizada de esta función puede ser obtenida modificando las ventanas de Hamming.

Por otra parte, con el objetivo de incorporar algunas técnicas ISIS paramétricas, se incorporaron al programa los Modelos en Espacio de Estados (EE), que tienen su origen en la Teoría de Realizaciones en EE. Ho, Kalman, Zeiger y McEwen proveen modelos confiables en EE de sistemas directamente, a partir de datos de entrada-salida y presentan una modesta carga computacional comparada con la de métodos tradicionales tales como PEM (Ho y Kalman, 1966; Zeiger y McEwen, 1976).

La instrucción (N4SID), State-space Model Estimate, incorporada al System Identification Toolbox de Matlab, ejecuta el algoritmo del mismo nombre, desarrollado por Van

Overschee y estima los modelos de espacio-estado donde se admiten un número arbitrario de entradas y salidas.

Su forma principal está dada por la fórmula:

$$X(t + T_s) = A_x(t) + B_u(t) + K_e(t)$$

Los desarrollos completos están descritos en los trabajos de Verhaegen y Van Overschee (Verhaegen, 1994); Van Overschee y DeMoor, 1994).

Otro método paramétrico incorporado al programa VIBROCALC es el llamado (PEM), Prediction error estimate model que estima los parámetros de un modelo usando el método interactivo de minimización del error de predicción. Este método admite una gran variedad de formatos de datos para el cálculo, como iddata, modelos iniciales idmodel o idnl-model, modelos de múltiples entradas y salidas, etc. Su descripción matemática detallada se puede encontrar en los trabajos de Ljung, Aster, Borchers y Thurber (Ljung, 1999; Aster, Borchers y Thurber, 2012).

El uso de los dos tipos de métodos ISIS y sus variantes permitió la selección del método más potente para la elaboración del cálculo, de acuerdo a los intereses específicos en cada análisis y permitió realizar comparaciones entre los resultados obtenidos a partir del modelo que mejor identificara al sistema dinámico real.

Para cada uno de estos, se pueden introducir los parámetros de forma manual, en caso contrario, se usan los valores por defecto establecidos por el algoritmo base.

Desde el punto de vista de la interfaz visual, en el programa VIBROCALC se muestra de forma gráfica y se genera una cantidad de información considerable, de gran utilidad durante el proceso de calibración en la mesa vibratoria. En particular, y con relación a las señales de entrada, visualiza el nombre del canal de referencia, la localización de los ficheros fuentes de los datos, el tipo de digitalizador, el canal usado en cada caso, la frecuencia de muestreo y el tipo de sensor calibrado entre otras informaciones.

El uso de los métodos ISIS en Matlab presenta, como requisito general, la uniformidad de los vectores o las matrices de cálculo para la ejecución de los algoritmos. En este sentido es necesario definir si las señales de entrada corresponden a un sismómetro, un geófono, un

velocímetro o un acelerómetro y, en consecuencia, realizar los ajustes necesarios en cada caso, así como realizar cambios de fase en ambos canales.

Como longitud patrón del fichero se tomó la correspondiente a la señal digitalizada procedente del sensor interferómetro láser; en el caso de los sismómetros al número de muestras de la señal de entrada se le restó una muestra (count), como consecuencia de la derivación que hace este de la señal original de desplazamiento, mientras para el caso de los acelerómetros se restaron dos muestras por similar motivo. De esta forma se garantizó que los ficheros tuvieran siempre la misma longitud.

Para el caso de sismómetros con arreglos tri-axiales, donde los sensores correspondientes a las componentes horizontales están orientados perpendicularmente uno respecto al otro, el programa permite realizar el ajuste necesario para la calibración simultánea de ambos canales horizontales (ajuste 45°).

El programa permite además graficar las señales de ambos canales en el dominio del tiempo y la frecuencia. (Anexos C11 y C12 respectivamente). Esto se realiza con el objetivo de comprobar si las señales generadas y digitalizadas son correctas y se encuentran dentro de los límites esperados.

Los resultados correspondientes a la determinación de los valores de la respuesta en frecuencia son almacenados en variables temporales del sistema y añadidas a listas que pueden contener, además de los resultados que se van obteniendo, los cálculos anteriores. De esta forma es posible la calibración sucesiva de un instrumento en poco tiempo, modificando los valores de los algoritmos de cálculo cada vez hasta obtener el modelo óptimo que identifique al sistema.

El programa permite establecer los límites que serán introducidos en los gráficos y reportes finales, además es posible añadir otros parámetros, ejemplo: el nombre del sensor (identificación), su número de serie y el más importante, los límites de frecuencia en los cuales se desea sea generado el reporte final. Estos límites están definidos como la frecuencia máxima y mínima y el valor máximo del eje de las abscisas para el módulo y la

fase, etc. Esto es imprescindible debido a la necesidad de ajustar los gráficos dentro de la banda de interés para cada sensor en particular.

En la sub-sección de tratamiento de datos del programa se habilitaron otras opciones que permiten la manipulación de los resultados de la elaboración de la respuesta en frecuencia, mediante ellos es posible obtener el gráfico de la respuesta en frecuencia con la opción de re-escalar los valores máximo y mínimo, registrar los resultados en un formato reconocible por el programa y generar los gráficos en diferentes formatos de uso estándar, importar ficheros correspondientes a calibraciones anteriores del mismo sensor o de un patrón que permita realizar comparaciones entre las respuesta en frecuencia de ambos y generar reportes de texto con los resultados de la calibración.

Para el caso de que sea seleccionada la opción de generación de un reporte en formato texto (TXT), se diseñó una nueva interfaz de diálogo, necesaria para definir las siguientes características:

- Incluir o no, en el reporte final, los datos provenientes de las señales de entrada (por defecto, el programa no las incluye). En ocasiones es necesario obtener este dato para insertarlo en otros sistemas de análisis. (Anexo C13).
- Definir los pasos para extrapolar la respuesta en frecuencia. En caso de dejar este campo vacío, el programa asume el valor por defecto del algoritmo y no realiza ninguna extrapolación, presentando una lista de resultados donde se incluyen todos los valores de módulo y fase calculados con un paso de frecuencia de 0.01 Hz.
- Elegir la frecuencia de extrapolación permitiendo diferentes pasos en diferentes bandas de frecuencia.

VIBROCALC es el programa principal que provee al especialista de todas las herramientas de cálculo necesarias para la calibración de sensores de acuerdo al método propuesto (Diez, Zuliani y Ponton, 2010). Constituye la parte final del todo el mecanismo de la mesa vibratoria y permite obtener los resultados con la precisión requerida para la

reducción de los errores provocados en la determinación de las M_L de los terremotos y otras evaluaciones similares. Otras utilidades son detalladas en el trabajo de Zuliani y Diez (Zuliani y Diez, 2012).

3.5. Conclusiones parciales

- Se construyó una mesa de calibración que permite aplicar el método teórico de forma eficiente. Desde el punto de vista mecánico se destaca el diseño que incluye el movimiento sobre un colchón de aire comprimido, lo que permite la disminución del rozamiento y una mejor simulación del movimiento del suelo.
- Se construyó una tarjeta de interfaz para la digitalización de los datos procedentes del sensor láser LDS3000, con el objetivo de realizar la medición de la señal correspondiente al desplazamiento efectivo de los sensores con alta precisión. Esto permitió disminuir las fuentes de error en el tratamiento y posterior análisis de las señales, lo cual mejora la precisión del método propuesto.
- Se diseñaron los algoritmos y se escribieron los correspondientes programas en Matlab para la generación, el filtrado y el re-muestreo de estas señales. Con esto se aportó una interfaz GUI, que garantizó la creación de ficheros de ruido blanco adaptados a los tipos de sensores existentes, con el objetivo de garantizar en cada caso una señal de excitación rica, persistente y que pudiera ser considerada como ruido blanco.
- Se diseñó y programó el algoritmo de cálculo de las respuestas en frecuencia de los sensores sísmicos. Con esto se obtuvo una serie de curvas de respuesta mediante diferentes métodos ISIS, que facilitó compararlos entre sí y seleccionar, en cada caso, el método más indicado para la calibración de estos instrumentos, a partir de la duración de la señal de excitación y rango de frecuencia del instrumento.

En el capítulo cuatro se presenta la validación tanto del método teórico propuesto en este trabajo como de la mesa construida para aplicarlo, a partir de diferentes métodos comparativos, cálculo de errores, incertidumbres y otros procedimientos.

CAPITULO 4. VALIDACIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO

CAPITULO 4. VALIDACIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO

De acuerdo con la secuencia lógica que se ha seguido en todo el trabajo, en este capítulo se describe la validación del método propuesto, el cual se ha realizado a partir del análisis de varios elementos. En primer lugar, se comprobó la factibilidad de su aplicación a la mayoría de los sensores sísmicos, con el objetivo de demostrar la generalidad del método. Esto se realizó a través de la selección de una muestra representativa de instrumentos, procedentes de los fabricantes más importantes a nivel mundial.

Luego se concibieron y realizaron varios experimentos con el objetivo de analizar, desde el punto de vista estadístico, la precisión del método propuesto. Primeramente respecto a un patrón certificado proveniente de un fabricante reconocido y después mediante la comparación con otro método reportado en la literatura, para lo que se tomó como referencia la dispersión de los valores en cada caso. En ambos casos se realizaron pruebas de hipótesis con diferentes evaluaciones estadísticas.

Además, con el objetivo de comprobar las ventajas del método que se propone, desde el punto de vista del aumento de la calidad del dato sísmico final, se presenta el reanálisis de los valores de magnitud local M_L para seis terremotos generados sintéticamente, diseñados de acuerdo con los modelos de corteza implementados para la región sub-oriental de Cuba, y realizando una comparación entre los valores obtenidos antes y después de la introducción de las nuevas curvas de respuesta en los programas de análisis de datos sísmicos.

Finalmente se realizó la determinación de los errores de la medición y las incertidumbres asociadas al método, así como se explicó la trazabilidad de la medición y las normativas internacionales que definen los procedimientos de calibración de los sensores sísmicos.

4.1. Aplicabilidad del método

La primera forma de validación del método consistió en la calibración de una gran diversidad de sensores con resultados satisfactorios en todos los casos.

Los resultados obtenidos están en correspondencia con los valores esperados y son equivalentes a los originales, definidos en las documentaciones técnicas de estos tipos de sensores.

La tabla 4.1 muestra una selección de varios sismómetros y acelerómetros producidos por los principales fabricantes de estos tipos de instrumentos. Los gráficos obtenidos, correspondientes a sus respectivas respuestas en frecuencia, se muestran en los anexos indicados en la tabla.

Tabla 4.1: Sensores calibrados con el método propuesto

Tipo de sensor	Rango de frecuencia	Sensores	Respuesta en frec. (Anexos)
Sismómetros de corto período	1 Hz—100 Hz	SM-3 (Rusia)	Anexo D3
		UP-251 (Japón)	Anexo D4
		Mark-50 (USA)	Anexo D5
		Lennartz 3D-1s (Alemania)	Anexo D6
Sismómetros de período medio	0,05 Hz—30 Hz	Lennartz 3D-5s (Alemania)	Anexo D7
Sismómetros de banda ancha	0,001 Hz—30 Hz	Guralp CMG-40 (Inglaterra)	Anexo D8
		Streckeisen STS-2 (USA)	Anexo D9
Acelerómetro	0,001 Hz—200 Hz	Nanometrics Trillium 120s (Canadá)	Anexo D10
		Kinometrics episensor (USA)	Anexo D11
Acelerómetro MEMS	0 Hz—200 Hz	Acelerómetro MEMS (USA)	Anexo D12

Con estas calibraciones se demostró que el método permite ser aplicado a sismómetros y acelerómetros indistintamente y que es independiente del tipo de sensor, su forma de

construcción y su rango de frecuencia (Zuliani y Diez, 2012; Zuliani y Diez, 2012a; Mucciarelli, 2016).

En los anexos D1 y D2 se presentan, como casos de estudio, los reportes técnicos de calibración de sensores sísmicos correspondientes a dos redes de estaciones sismológicas de Italia. Estos documentos constituyen validaciones experimentales del método y de esta forma se realizó una estimación práctica de la capacidad del método teórico y el diseño propuesto para ser generalizados durante la calibración de estos instrumentos y poder enfrentar el problema planteado al inicio de la investigación.

4.2. Cálculo de errores absolutos instrumentales

Para analizar las fuentes de errores instrumentales, se consideró que la señal de excitación que llega al sensor es una señal de ruido blanco, que se garantiza por los procedimientos de ecualización explicados en el capítulo tres, por lo que el análisis del error total en que se incurre cuando se efectúa la calibración mediante este método está determinado por el aporte de los elementos que se muestran en la figura 4.1.

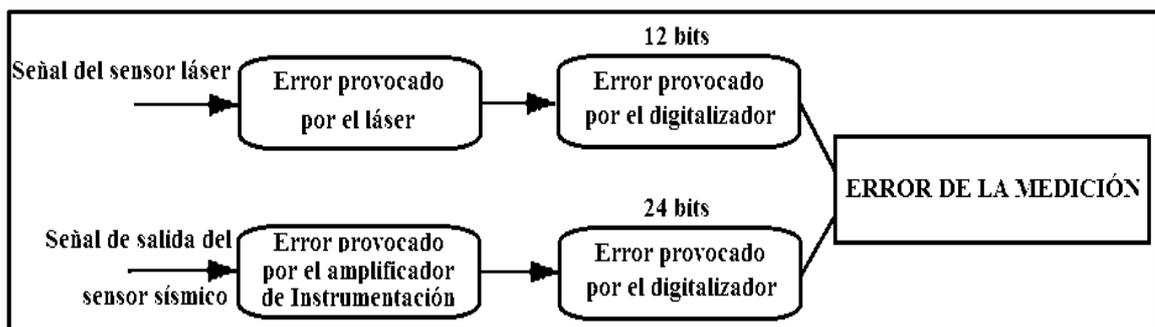


Figura 4.1: Elementos a tener en cuenta para el cálculo del error instrumental

4.2.1. Cálculo de errores provocados por el interferómetro láser LDS 3000

Optodyne Inc, fabricante del láser LDS 3000 garantiza que los circuitos de compensación del ruido electrónico y la compensación de los efectos de temperatura y presión permiten

minimizar el error de Abbe y las variaciones producidas en la estabilidad del láser, (US Laboratory Accreditation Bureau, 2005).

Resumiendo, el error relativo de este dispositivo, viene dado por:

$$\frac{\Delta z}{z} = \pm \frac{\Delta n}{n} \pm \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \pm \frac{(\langle \Phi_n^2 \rangle)^{\frac{1}{2}} \lambda}{4\pi z} \pm \Theta^2 \quad (4.1)$$

Sustituyendo las constantes correspondientes y de acuerdo a los valores suministrados por el fabricante, se obtiene un valor extremadamente pequeño de:

$$\frac{\Delta z}{z} \approx \pm 0,0001\% \approx 1\text{ppm}$$

4.2.2. Cálculo de errores provocados por el amplificador de instrumentación INA103

Se analizó la hoja de datos del circuito integrado INA103, para las condiciones de operación:

$$T_A = +25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$$

donde T_A es la temperatura de operación, V_S es el voltage de alimentación y R_L la resistencia de carga, en este caso son destacables los siguientes tipos de errores:

- El error de Ganancia: el error de ecuación de ganancia define el máximo error en la ganancia suponiendo que la resistencia externa fuese exacta.

$$\text{Rango de ganancia: } 1 \sim 1000 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$\text{Ecuación de ganancia: } G = 1 + \frac{6\text{k}\Omega}{R_g}$$

$$\text{Error de Ganancia: } \sim 0,05 \%$$

$$\text{Variación de la ganancia con temperatura: } 25 \frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} = 0,0025 \%$$

- El error de no-linealidad se define como las desviaciones respecto del comportamiento lineal en la curva de transferencia entrada/salida. Representa el error que no es eliminable mediante calibración o ajuste.

$$\text{Para el INA103, Error de no-linealidad} = 0,0006 \% \text{ del fondo de escala} \approx 0,00012 \text{ V} \approx 0,12 \text{ mV.}$$

- Error de offset.

La tensión de offset y su deriva con la temperatura en un amplificador de instrumentación, se especifica mediante dos componentes de error, que permiten estimar la tensión de offset para cualquier ganancia, de la forma:

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTI}} = V_{\text{offset}}(\text{IN}) + \frac{V_{\text{offset}}(\text{OUT})}{G} \quad (4.2)$$

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTO}} = G \cdot V_{\text{offset}}(\text{IN}) + V_{\text{offset}}(\text{OUT}) \quad (4.3)$$

donde $V_{\text{offset}}(\text{IN})$ es la componente de Offset aportado por la entrada y dependiente de ganancia y $V_{\text{offset}}(\text{OUT})$ es la componente de offset aportada por la salida.

Para el INA103, Error de offset.

$$\text{Offset inicial RTI} = V_{\text{offset}}(\text{IN}) = 30 + \frac{1200}{G} \mu\text{V}.$$

Considerando $G = 1000$

$$V_{\text{offset}}(\text{IN}) = 31,2 \mu\text{V}.$$

$$V_{\text{offset}}(\text{OUT}) = V_{\text{offset}}(\text{IN}) \cdot G = 624 \mu\text{V}$$

entonces:

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTI}} = 31,2 \mu\text{V} + \frac{624 \mu\text{V}}{1000} = 0,0000318 \text{ V}$$

Referido al fondo de escala:

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTI}} = 0,000159 \%$$

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTO}} = 1000,31,8 \mu\text{V} + 624 \mu\text{V} = 0,032424 \text{ V}.$$

Referido al fondo de escala:

$$\text{Error de Offset}_{\text{RTO}} = 0,16212 \%$$

- Error provocado por las resistencias:

De acuerdo con el fabricante, las resistencias internas que definen la ganancia del amplificador de instrumentación han sido ajustadas durante el proceso de fabricación, mediante tecnología láser que garantiza una tolerancia de $\pm 0,1 \%$ sobre

el valor de referencia. Esto provoca que el error máximo en este caso sea aportado por la tolerancia de la resistencia externa R_g para el caso de ganancia 1000.

- Error de respuesta en frecuencia:

El error de respuesta en frecuencia del amplificador de instrumentación aumenta con la ganancia de acuerdo al modelo de polo dominante.

En este caso, de acuerdo al fabricante, el error de ganancia en relación con la respuesta en frecuencia permanece alrededor de 0,001 % hasta un valor de frecuencia de 20 KHz para una ganancia de 1000.

Error total del amplificador de instrumentación:

$$\text{Error}_{\text{total}} = 0,05 \% + 0,0006 \% + 0,000159 \% + 0,16212 \% + 0,01 \% \approx 0,2228 \%$$

4.2.3. Cálculo de los errores provocados por los convertidores analógicos-digitales

Durante el proceso de conversión de una señal analógica a digital, ocurre una serie de errores inherentes al propio proceso, el más destacable de estos es el llamado error de cuantificación o ruido de cuantificación, definido por:

$$V_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} V_Q^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_{\text{lsb}}}{\sqrt{12}} \quad (4.4)$$

Otros errores presentes en los convertidores A/D son el error de off-set, el error de ganancia y el error de no linealidad.

En el caso del convertidor A/DA/D LCT1415CSW, este es un convertidor de 12 bits de rango dinámico y posee un error de linealidad integral igual a 0,35 del bit menos significativo (LSB), un error de linealidad diferencial de 0,25 del LSB y un error de Offset: ± 1 del LSB.

El valor V_{lsb} se determina como:

$$V_{\text{lsb}} = \frac{4.096 \text{ V}}{2^{12}} = 1 \text{ mV}$$

El valor *rms* del ruido de cuantificación se calcula como:

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{lsb}}}{\sqrt{12}} = \frac{1 \text{ mV}}{3.4641} = 2,8847 \text{ e}^{-4} \text{ V} = 0,2884 \text{ mV.}$$

4.2.4. Cálculo de los errores provocados por el convertidor A/D DSP Crystal CS5321

En el caso de la señal de salida del sensor sísmico, esta es digitalizada usando un registrador profesional M24, que en esencia contiene un bloque de amplificadores operacionales de instrumentación para la manipulación y adecuación de la señal, con el objetivo de cubrir todo el rango dinámico del convertidor A/D, y el convertidor propiamente dicho que está conformado por el par, modulador analógico Crystal CS5321 y el chip de filtro digital CS5322 que juntos funcionan como un ADC de alta resolución. La combinación CS5322/CS5321 realiza el muestreo, la conversión A/D y el filtrado anti-alias (Cheng y otros, 2006; Rajae y Moon, 2008).

$$V_{lsb} = \frac{9 \text{ V}}{16777216} = 0,0000005364 \text{ V} = 0,5 \text{ } \mu\text{V}.$$

$$V_{rms} = \frac{V_{lsb}}{\sqrt{12}} = \frac{0,53 \text{ } \mu\text{V}}{3,4641} = 1,52e^{-7} \text{ V} = 0,015 \text{ } \mu\text{V}.$$

Teniendo en cuenta que, de acuerdo al fabricante Optodyne Inc., la señal de salida del láser es de 0~4 voltios, que cubre todo el rango dinámico del convertidor, el error relativo total resulta la suma de los errores presentes en el digitalizador, considerando V_{lsb} como 1 mV y $\frac{1}{2} V_{lsb} = 0,5 \text{ mV}$. En este orden el error de cuantificación relativo (%) = 0,0125 %, el error de linealidad integral (%) = 0,0087 % y el error de linealidad diferencial (%) = 0,0062 %. En este caso, el valor del error total del digitalizador $\approx 0,0125$ % y por consiguiente el error combinado que se obtiene como consecuencia del acoplamiento láser-convertidor A/D es igual a 0,0126 %.

En el caso del acoplamiento del amplificador de instrumentación con el convertidor DSP, el valor del error combinado de ambos es igual 0,2228 %.

Tomando como referencia la figura 4.1 y de acuerdo a la teoría de errores se puede concluir que el peor de los casos representa la suma de todos los errores presentes en la cadena de medición por lo que el valor total del error instrumental resulta con un valor $\approx 0,2354$ %

El análisis evidencia que el error total del método de medición propuesto presenta un valor pequeño que garantiza la precisión del esquema de medición en cuanto a errores

instrumentales se refiere. El aporte fundamental al por ciento de error aquí está dado por el error de offset a la salida del amplificador de instrumentación. Esto reviste importancia solamente desde el punto de vista formal, pues el fabricante sugiere determinadas configuraciones de circuitos para reducir este error a valores cercanos a cero.

Como se demuestra más adelante y tomando en cuenta estos resultados, se consideró que el error instrumental que afecta los valores que se obtendrán durante la medición es lo suficientemente pequeño, en comparación con las evaluaciones de la incertidumbre, para considerar los valores obtenidos para cada frecuencia como absolutos (ISO/ IEC 17025, 2010).

Este estudio de errores solo permite cuantificar la imperfección del método utilizado y desde el enfoque de la incertidumbre representa solo una contribución a la misma, por lo que se hace aconsejable y necesario realizar el análisis de calidad de los datos obtenidos durante la calibración a partir de evaluaciones estadísticas, específicamente el error cuadrático medio, varianzas y las evaluaciones tipo A y B de la incertidumbre.

4.3. Experimentos realizados para validar el método propuesto

El diseño de experimento es una técnica muy útil para evaluar diferentes procesos científicos, tecnológicos, sociales y económicos. Se puede definir como una secuencia de pasos tomados de antemano para asegurar que los datos apropiados se obtendrán de modo que permitan un análisis objetivo que conduzca a deducciones válidas con respecto al problema planteado.

De acuerdo a W. DeCoursey, en el diseño de experimentos se pueden identificar dos aspectos importantes (DeCoursey, 2003):

- Planificación del experimento.
- Utilización de métodos estadísticos.

Concretamente en este trabajo, se realizaron los siguientes experimentos:

- Análisis de la precisión a través de la comparación con patrones.
- Reanálisis de las magnitudes locales.
- Comparación de la dispersión de los valores del método propuesto, con los valores del método de inyección de señales sinusoidales.

4.3.1. Análisis de la precisión a través de la comparación con un patrón

Para realizar la validación de los resultados logrados mediante el método propuesto, el primer experimento que se realizó fue la comparación entre el patrón, obtenido a partir del modelo expresado en polos y ceros de un sensor Lennartz LD-5s, recién salido de fábrica, y el método no-paramétrico propuesto “tfestimate”, con el objetivo de estimar las desviaciones en la medición y los errores cometidos.

Primeramente se tomaron los parámetros obtenidos de acuerdo con las especificaciones de Lennartz Electronics para este tipo de sismómetro, que definen los siguientes polos y ceros:

$z = [0, 0, 0]$, tres ceros en el origen.

$p = [-4,21 + j4,66, -4,21 - j4,66, -2,105]$

A partir de estos datos se calcula la función de transferencia del sensor. En el anexo D13 se comparan la curva obtenida a partir de los datos del fabricante con la curva obtenida en una de las calibraciones de prueba usando el método propuesto.

Se observa que las curvas son equivalentes tanto en módulo como en fase, por tanto, desde el punto de vista de la convergencia de los respectivos gráficos de amplitud-frecuencia, se puede validar la precisión del método usado en este trabajo con la curva realizada a partir de expresión en polos y ceros, tomados de la documentación técnica del fabricante.

Para comprobar la precisión del método, teniendo en cuenta las condiciones necesarias para el diseño del experimento explicadas arriba, se obtuvieron 10 curvas, a partir de la repetición de la calibración, para el sensor mencionado anteriormente.

En la tabla 4.2 se muestran los valores de la curva de respuesta en frecuencia obtenidas a partir del patrón, para 28 valores de frecuencia. Además, se incluyen, la media \bar{x} y la

desviación típica σ de los valores obtenidos por las 10 calibraciones para cada valor de frecuencia.

En las columnas cinco y seis de la tabla 4.2 se observan los valores del ECM y del Error Relativo Cuadrático Medio (ERCM), calculado, este último, a partir de la ecuación 4.5

$$ERCM = 100 * \frac{\sqrt{\frac{1}{10} \sum_i^{10} (x_i - x_p)^2}}{x_p} \quad (4.5)$$

donde x_p es el valor patrón para la frecuencia analizada y x_i el valor obtenido por la i -ésima calibración realizada. Se observa que el ERCM que se comete es, en todos los casos, inferior al cinco por ciento, a excepción de la primera entrada de la tabla (0,06 Hz) en que es de 5,38 %.

4.3.1.1. Prueba de Hipótesis (comparación con patrón)

Para cada valor de frecuencia se probó la hipótesis de que el resultado del método coincide con el patrón. O sea la hipótesis nula H_0 es que la diferencia observada entre el valor medio \bar{x} de las diez muestras y el patrón x_p es causada por el azar y no es significativa. Se descarta esta hipótesis nula si, considerando que la misma se cumple, la probabilidad de que se obtenga una media como la obtenida por las diez muestras es menor que el uno por ciento (nivel de significancia del uno por ciento).

Para la prueba de la hipótesis se utilizó el test de t-Student, aplicando la ecuación 4.6:

$$t = \frac{\bar{x} - x_p}{\left(\frac{\sigma}{\sqrt{10}}\right)} \quad (4.6)$$

donde \bar{x} es la media de las diez mediciones y σ la desviación típica. El valor de t obtenido para cada frecuencia se muestra en la columna siete y en la siguiente columna se comprueba si la hipótesis H_0 se rechaza o no. El valor de corte de t para ese nivel de significancia y nueve grados de libertad es de 3,69. Puede apreciarse que la hipótesis nula es aceptada en la mayoría de las frecuencias.

Esto permite concluir esta parte demostrando que el método que se propone tiene una elevada precisión comparándolo con los patrones o referencias que existen en cada caso (Diez, 2013). La tabla con los valores correspondientes a las 10 mediciones se muestra en el anexo D14.

Tabla 4.2: Comparación entre el método tfestimate con patrón

Frec. (Hz)	Patrón M ₀ (G) (x_p)	Valor medio (\bar{x})	Desv. típica (σ)	ERCM (%)	Prueba T-Student	Prueba de hipótesis
0,06	28,01	29,27	0,87	5,38	4,57	H_0 rechazada
0,07	40,78	41,54	1,11	3,19	2,15	H_0 aceptada
0,08	58,39	57,15	1,87	3,71	-2,09	H_0 aceptada
0,09	75,45	73,78	2,42	3,76	-2,17	H_0 aceptada
0,1	87,82	86,04	3,00	3,84	-1,90	H_0 aceptada
0,2	281,79	279,24	6,33	2,31	-1,27	H_0 aceptada
0,3	368,69	365,52	7,51	2,11	-1,33	H_0 aceptada
0,4	385,27	384,35	4,41	1,11	-0,65	H_0 aceptada
0,5	394,67	393,82	4,81	1,17	-0,55	H_0 aceptada
0,6	394,55	395,82	3,95	1,00	1,02	H_0 aceptada
0,7	395,75	396,98	3,87	0,98	1,04	H_0 aceptada
0,8	396,66	398,60	3,79	1,03	1,62	H_0 aceptada
0,9	397,27	399,44	3,72	1,04	1,84	H_0 aceptada
1	397,22	399,73	3,51	1,05	2,27	H_0 aceptada
2	397,41	400,40	3,49	1,12	2,70	H_0 aceptada
3	396,96	400,17	3,25	1,12	3,12	H_0 aceptada
4	397,03	400,18	3,24	1,11	3,07	H_0 aceptada
5	396,26	399,70	3,13	1,14	3,47	H_0 aceptada
6	395,88	399,44	3,05	1,16	3,69	H_0 rechazada
7	395,88	399,32	3,06	1,13	3,55	H_0 aceptada
8	395,35	399,22	3,07	1,22	3,99	H_0 rechazada
9	395,8	399,45	2,94	1,16	3,93	H_0 rechazada
10	395,78	399,68	3,17	1,24	3,88	H_0 rechazada
15	400,98	400,97	4,30	1,01	-0,004	H_0 aceptada
20	405,02	403,98	4,52	1,10	-0,71	H_0 aceptada
25	409,93	403,32	4,21	1,88	-4,97	H_0 rechazada
30	410	402,17	3,66	1,96	-6,28	H_0 rechazada
35	411,02	404,31	4,40	1,92	-4,81	H_0 rechazada

4.3.2. Validación del método a través del cálculo de M_L

Con todos los elementos analizados con anterioridad, se pudo realizar un análisis del error y las incertidumbres intrínsecas del método propuesto, así como obtener un valor del error menor en comparación con uno de los métodos explicados anteriormente.

Sin embargo, para obtener una validación objetiva y real de este método y analizar sus ventajas con relación a los esquemas de calibración precedentes, es necesario seleccionar varios terremotos, re-calcular el valor de M_L aplicando la curva de calibración determinada a través del método propuesto y comparar el valor así obtenido con los resultados derivados del uso de las ecuaciones de M_c y M_w . De esta forma es posible observar si existe correspondencia entre estos tres parámetros principales a la hora de determinar la magnitud de un terremoto, para de esta manera reducir los errores introducidos por la respuesta instrumental.

Una forma común que permite este análisis es la simulación de un terremoto lo más cercano posible al esperado en una zona determinada. En este sentido, a partir del modelo de corteza para la zona sub-oriental de Cuba, extraído de los trabajos de Moreno (Moreno y otros, 2002 y Moreno, 2003), se simularon las trazas de señal correspondientes a seis terremotos locales, considerando los parámetros de ruptura, mecanismo de falla y otras características de la zona sismogeneradora sub-oriental.

Esta modelación se realizó usando el método wavenumber integration según Herrmann (Herrmann, 2013). Las M_L s fueron calculadas de dos modos, usando la curva de respuesta instrumental determinada a través del método de inyección de señales sinusoidales y posteriormente insertando la curva de respuesta en frecuencia obtenida a partir del método propuesto. En la tabla 4.3 se observa, en la segunda columna, el valor de M_L calculado a partir de la curva de respuesta, obtenida a través del uso del método inyección de señales sinusoidales, mientras en la tercera columna se muestra el mismo resultado para las curvas obtenidas por el autor, usando el método propuesto en este trabajo, (Diez y otros, 2014).

El análisis de las magnitudes fue realizado en ambos casos con el programa SEISAN (Ottemoller y Havskov, 1999).

Los resultados muestran un incremento en el valor de la M_L calculada, con valores cercanos a los obtenidos para la M_w y la M_c . Esto evidencia una mayor coherencia de los resultados

entre los valores de estas tres formas de calcular la magnitud de un terremoto y demuestra que la curva de respuesta en frecuencia, determinada a partir del uso de señales de ruido blanco, reduce los errores en la determinación de M_L y mejora la precisión del análisis de los datos sísmicos, teniendo en cuenta que a partir del valor de M_L , se realizan una serie de estimaciones y cálculos sobre las zonas sismo-generadoras, la ruptura de las fallas, la energía real liberada por el terremoto y los potenciales daños que puede causar este fenómeno natural en la sociedad (Diez, Zuliani y Ponton, 2012; Diez y otros, 2016).

Tabla 4.3: Magnitudes determinadas para seis terremotos locales

Terremoto simulado	M_L Método de inyección de sinusoides	M_L Método propuesto	M_C	M_W
Terremoto 1	1,8	2,6	2,7	2,6
Terremoto 2	2,2	3,0	3,1	3,0
Terremoto 3	2,0	2,8	2,9	3,0
Terremoto 4	1,3	2,0	2,0	2,1
Terremoto 5	2,8	3,5	3,6	3,5
Terremoto 6	2,4	3,4	3,3	3,3

4.3.3. Comparación de la dispersión de los valores obtenidos por el método propuesto, con los valores del método de inyección de señales sinusoidales

Para realizar la comparación entre el método de inyección de señales sinusoidales y el método propuesto en este trabajo, tal y como se establece en la literatura correspondiente (Kollar, 1996; Wielandt, 2002), se realizó el experimento siguiente:

Se seleccionó un sensor de corto período con el objetivo de despreciar las fluctuaciones debidas a la temperatura, presión atmosférica y cargas electrostáticas, usualmente presentes en los sensores de banda ancha y, de esta forma, concentrar la atención en el análisis de ambos métodos.

En el caso del método de inyección de señales sinusoidales se aprovechó, además, la posibilidad tecnológica que tienen los digitalizadores, a través de la incorporación de un

convertidor Digital-Analógico (D/A), en su estructura interna de generar paquetes de señales de amplitudes y frecuencias programable, que definen frecuencia, atenuación y tiempo de duración de cada señal, figura 4.2.

Específicamente fue calibrado el sismómetro Lennartz 3D 1s, que cumple con los parámetros de estabilidad mencionados arriba y que posee dos bobinas en el transductor electromagnético. A través de una de ellas se inyectaron las señales generadas y esto provocó, de acuerdo a la ley de Lenz, un movimiento mecánico equivalente en el péndulo, sensado a su vez por la segunda bobina del transductor.

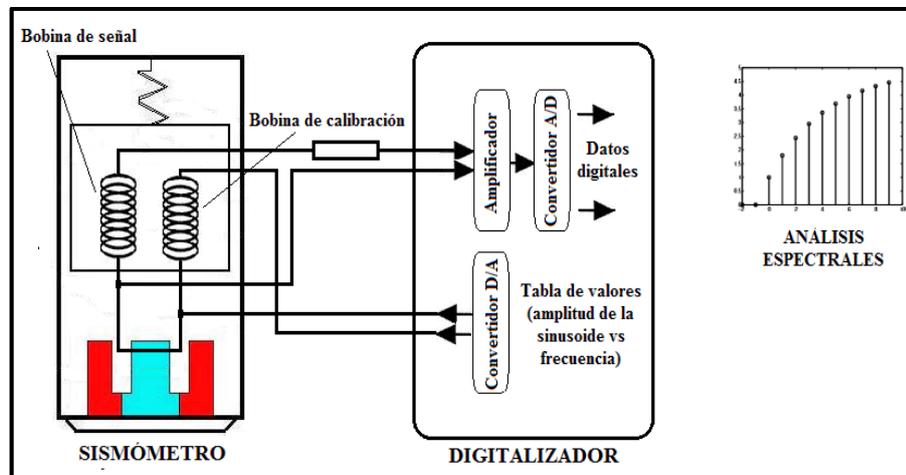


Figura 4.2: Esquema en bloques de las conexiones entre el sismómetro y el digitalizador

En una segunda etapa se calibró este sensor mediante el método propuesto en este trabajo, usando la mesa de calibración construida de acuerdo al diseño presentado.

Se realizaron seis calibraciones con ambos métodos, para obtener valores estadísticos que permitieran llegar a las correspondientes conclusiones sobre los errores observados en cada caso.

En la tabla 4.4 se comparan las varianzas de las mediciones que se obtienen por el método de inyección de señales sinusoidales, con las varianzas obtenidas por el método propuesto.

En todos los casos la varianza obtenida por el método propuesto es menor que la varianza obtenida por el método de inyección de señales sinusoidales, a excepción del resultado obtenido para la frecuencia 0.3 Hz.

4.3.3.1. Prueba de hipótesis (comparación entre métodos)

Para comprobar si las diferencias en las varianzas son significativas se realiza una prueba de hipótesis. Para cada valor de frecuencia, la hipótesis nula es que ambos métodos ofrecen varianzas iguales y que las diferencias observadas no son significativas. La hipótesis alternativa es que el método propuesto garantiza una varianza menor que el método de inyección de señales sinusoidales para cada valor de frecuencia analizada, tabla 4.4.

Tabla 4.4: Comparación entre el método propuesto y el método de inyección de señales sinusoidales

Frec. (Hz)	Inyección de señales sinusoidales Módulo G (\bar{x})	Varianza σ^2	Método propuesto Promedio Módulo G (\bar{x})	Varianza σ^2	Prueba Fischer	Prueba de hipótesis
0,1	4,57	0,73	4,57	0,73	1	H_0 aceptada
0,2	14,43	1,22	14,57	0,69	1,76	H_0 aceptada
0,3	35,56	1,96	36,20	2,92	0,67	H_0 aceptada
0,4	61,07	6,09	62,72	0,002	2880,8	H_0 rechazada
0,5	96,01	5,38	97,25	0,37	14,33	H_0 rechazada
0,6	135,92	4,33	138,13	0,65	6,58	H_0 rechazada
0,7	173,81	10,68	177,44	2,02	5,28	H_0 rechazada
0,8	219,29	3,78	222,69	3,45	1,09	H_0 aceptada
0,9	252,17	11,20	255,42	0,61	18,35	H_0 rechazada
1	285,17	3,77	289,06	0,93	4,02	H_0 aceptada
2	399,58	26,75	404,09	1,24	21,56	H_0 rechazada
3	411,97	47,20	417,19	3,92	12,03	H_0 rechazada
4	413,58	44,67	418,58	14,78	3,02	H_0 aceptada
5	413,86	44,67	420,66	13,85	3,22	H_0 aceptada
6	413,94	44,89	420,82	10,45	4,29	H_0 aceptada
7	415,03	67,86	420,86	6,12	11,08	H_0 rechazada
8	412,77	45,43	420,06	5,99	7,58	H_0 rechazada
9	412,76	40,64	420,99	7,81	5,20	H_0 rechazada
10	413,74	48,40	421,13	5,36	9,02	H_0 rechazada
20	423,25	215,43	417,42	6,37	33,78	H_0 rechazada
30	398,61	321,31	421,27	1,14	279,44	H_0 rechazada

El nivel de significancia usado para este test es del 5%. Para la prueba de la hipótesis se utiliza el test de Fisher, de acuerdo a la ecuación 4.7:

$$F = \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} \tag{4.7}$$

donde σ_1^2 y σ_2^2 son las varianzas muestrales observadas respectivamente.

Los valores del estadístico F calculado se muestran en la columna seis de la tabla 4.4. Para el nivel de significancia dado, y los cinco grados de libertad el valor crítico F_{crit} es de 5.05. Puede apreciarse que la hipótesis nula es rechazada para la mayoría de las frecuencias observadas, es decir en la mayoría de las frecuencias las diferencias observadas en las varianzas es significativa, por lo que para estas frecuencias se puede afirmar que el método propuesto tiene una significativa menor variabilidad que el método de inyección de señales sinusoidales.

4.4. Incertidumbre de la medición

Los términos error e incertidumbre no son sinónimos sino que representan conceptos completamente distintos. Por tanto no deben confundirse entre sí, ni utilizarse incorrectamente uno en lugar del otro (ISO, 2008). El Vocabulario Internacional de Metrología (VIM) conceptualiza el error de medida como la diferencia entre el valor medido de una magnitud y un valor de referencia (valor verdadero) mientras define la incertidumbre de medida como un parámetro que caracteriza la dispersión de los valores atribuidos a un mensurando (ISO, 2007).

La “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement” (GUM) introduce el concepto de incertidumbre típica de medida para evaluar de forma cuantitativa la calidad del dato medido (ISO, 2008).

De acuerdo a las guías EA 4/02 e ILAC-P14, la incertidumbre típica de medida incluye generalmente dos componentes fundamentales, la primera es la de tipo A, que son aquellas evaluaciones que pueden estimarse a partir de cálculos estadísticos obtenidos de las muestras recogidas en el proceso de medida. En la mayor parte de los casos, la mejor estimación disponible del valor esperado de una magnitud X_i , de la cual se han realizado n observaciones, bajo las mismas condiciones de medición, es la media aritmética de las n observaciones, denotada como \bar{x} (EA 4/02, 2010; ILAC-P14, 2012).

En este trabajo se concluyó que el mayor aporte a la determinación de la incertidumbre de la medición está dado por la evaluación tipo A de esta, debido a las variaciones que se cometen durante la repetición del ciclo de calibración para un sensor.

La desviación típica experimental de los datos es el mejor estimador de esta variabilidad.

$s' = \frac{s}{\sqrt{n}}$, de tal modo la incertidumbre asociada al tipo A se define como:

$$u(x_i) = s'(x) = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}}{\sqrt{n}} \quad (4.8)$$

En la tabla mostrada en el anexo D15, se observan los resultados obtenidos para la evaluación tipo A de la incertidumbre. La prueba corresponde a un total de seis repeticiones de la medición ($n = 6$).

Los intervalos de confianza se determinaron a partir de la ecuación (4.9), para un nivel de confianza del 99 %, donde el valor del coeficiente $t_{\alpha/2}$ para este nivel de confianza es de 2,576.

$$\left(\bar{x} - t_{\alpha/2} \frac{s}{\sqrt{n}}; \bar{x} + t_{\alpha/2} \frac{s}{\sqrt{n}} \right) \quad (4.9)$$

En la columna extrema derecha de la tabla mostrada en el anexo D14, se observan los valores de los intervalos de confianza determinados para cada valor de frecuencia. En todos los casos estos valores no superan el ± 4 V/m.s, lo cual demuestra que existe una baja dispersión de los valores obtenidos durante el proceso de medición y elaboración de los datos y garantiza la exactitud requerida por el método.

Todos los análisis estadísticos se hicieron a través del uso del programa Origin, versión del año 2015 (OriginLab Corporation, 2015).

4.5. Trazabilidad y normas

La calibración de sensores sísmicos de forma primaria, mediante la medición de su desplazamiento efectivo a través del interferómetro láser LDDM (LDS 3000), está en la raíz

de la trazabilidad para prácticamente todas las cadenas de calibración de este tipo (Veldman, 2006; Von Martens, 2010): comerciales, gubernamentales, militares y académicas. Este es un método principal que se define como absoluto porque permite determinar el desplazamiento efectivo con extrema precisión al comparar la vibración medida en base a una constante de la naturaleza: la longitud de onda de la luz láser.

En el caso del interferómetro láser LDDM (LDS 3000) que es un láser HeNe en funcionamiento en frecuencia, es del orden de 1 ppm con relación al valor aceptado. Debido a esta propiedad, el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (NIST) ha llegado a la conclusión, con todos los efectos técnicos, que un láser de He-Ne produce un haz que cumple con el estándar de la longitud y la precisión suficiente para las necesidades internacionales en EE.UU y a nivel internacional (NIST Laboratory and Division Annual Reports, 2015). NIST también considera que todos estos dispositivos son trazables a patrones nacionales en todos los contextos habituales (ILAC – P14, 2012).

Específicamente con relación a la calibración de sensores sísmicos, la norma ISO160630T-0T11 del año 1999, confirmada en el 2010, especifica que esta técnica es útil para una gama de frecuencia hasta 800 Hz, aunque las notas especiales de esta norma describen condiciones excepcionales de modos de prueba para sensores por encima de esta frecuencia (Norma ISO 16063-11, 2010).

Desde el punto de vista de las normas específicas aplicadas en sismología, la calibración debe cumplir con otras normas que definen los rangos de frecuencia en que trabajan los diferentes tipos de sensores; por ejemplo, la Norma UNE-22-381-93 empleada en España, establece un rango de frecuencias de 1-250 Hz para sismómetros y acelerómetros (Norma UNE-22-381-93, 1993) y la Norma DIN 45669, empleada en Alemania, que establece el mismo rango entre 0-315 Hz (Norma DIN 45669, 2010). El método propuesto cumple con ambas normas locales pues garantiza la calibración en los rangos de frecuencia indicados. (Anexos D3-D12).

4.6. Conclusiones parciales

En este capítulo se logró validar el método propuesto en este trabajo, y se demostró de forma teórica y práctica las ventajas que supone su uso con respecto a otros métodos anteriores.

Se puede concluir expresando que:

- El método propuesto es válido para la calibración de sismómetros y acelerómetros en todo el rango de frecuencia de interés para el estudio de la señal sísmica y permite la calibración de estos instrumentos, independientemente de su estructura y diseño interno.
- El error instrumental obtenido es extremadamente bajo, menor que el valor para la evaluación tipo A de la incertidumbre.
- La comparación de los resultados obtenidos, a través de la aplicación del método propuesto con un patrón de referencia resulta satisfactoria, y sus divergencias están dentro de la tolerancia permitida por las principales normas al respecto.
- La comparación entre el método aquí propuesto y el método de inyección de señales sinusoidales muestra un resultado que evidencia una disminución del error introducido y una menor dispersión de los valores, conllevando a una mayor exactitud en la determinación de la respuesta en frecuencia de estos instrumentos.
- La evaluación tipo A de la incertidumbre asociada al método propuesto muestra un valor aceptable para este tipo de medición, que está dentro del rango de precisión que exigen las normas internacionales para la calibración de sensores sísmicos.
- El re-análisis de las magnitudes M_L , teniendo en cuenta la inserción de las curvas de calibración logradas mediante el método propuesto, muestra resultados similares a los valores obtenidos para las M_w y M_c . De esta forma se valida la contribución a la solución del problema de los errores asociados a la medición de amplitudes.

CONCLUSIONES

CONCLUSIONES

Como resultado final de esta investigación, se propone un nuevo método de calibración de sensores sísmicos, a partir del modelo obtenido como resultado de la aplicación de un método ISIS no-paramétrico, que permite darles solución a las interrogantes científicas planteadas como premisas de esta investigación.

A partir de este resultado, se plantean las siguientes conclusiones generales:

- Se obtuvo un nuevo método de calibración que mejora la precisión en la determinación de la respuesta en frecuencia de los sensores sísmicos, a partir de considerar estos instrumentos como sistemas y mediante el uso de señales de ruido blanco. Esto permitió generalizar el uso de este esquema de calibración independientemente de los detalles constructivos de sismómetros y acelerómetros.
- El método propuesto es de uso general y puede ser aplicado a diferentes sensores sísmicos, en todo el ancho de banda de frecuencia de las señales sísmicas y para todo el rango dinámico de esta.
- Se diseñó y construyó un dispositivo electrónico-mecánico para poder implementar, de forma práctica, el método teórico propuesto; para lo cual se generaron las correspondientes soluciones tecnológicas necesarias. Esto garantizó una plataforma tecnológica que permitió comprobar la aplicabilidad del método propuesto y concretar su uso y utilidad, para de esta forma cerrar el ciclo lógico de la investigación científica.

- Se demostró que los errores instrumentales determinados en este trabajo y las incertidumbres inherentes al esquema de medición se encuentran por debajo de los límites de tolerancia aceptados en la calibración de estos instrumentos, lo cual permitió establecer superiores criterios de precisión con relación a otros esquemas.
- Se demostró que la inserción de las curvas de calibración obtenidas por el método propuesto en las ecuaciones de determinación de los parámetros de los terremotos, lograron un aumento en la precisión de los resultados calculados para las M_L y la determinación de parámetros energético-temporales de los eventos sísmicos. Esto permitió mejorar las estimaciones de peligro, vulnerabilidad y riesgo en las regiones consideradas potencialmente peligrosas desde el punto sísmico y de esta forma, contribuir a la mitigación de los desastres causados por los terremotos.

Los principales resultados de esta investigación han sido aplicados en la calibración de los sensores de la red sísmica de las OGS (Reti di monitoraggio sismico, accelerometrico e GPS nell'Italia nord-orientale), los sismómetros y acelerómetros de la “Rete di monitoraggio sismico dello stoccaggio gas di Collalto” y de los sensores de período medio de la red del INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia) de Italia. De igual forma se han recalibrado con este método algunos de los sensores más representativos usados en el Servicio Sismológico Nacional Cubano. En todos los casos los resultados obtenidos han sido satisfactorios para ambas partes.

RECOMENDACIONES

RECOMENDACIONES

Después de concluida esta investigación se hace necesario expresar algunas recomendaciones para garantizar la aplicación del método obtenido y mejorar los resultados de su uso en el análisis de los eventos sísmicos. Entre ellas se encuentran las siguientes:

- Gestionar el financiamiento necesario para la construcción de una mesa de calibración en Cuba y garantizar la corrección instrumental que se genere de la elaboración de la respuesta en frecuencia real de los sensores, a través de la inserción de estos datos en los programas de análisis de datos sísmicos y de determinación de parámetros energético-temporales de los eventos sísmicos.
- Continuar las investigaciones sobre esta temática con el objetivo de poder aprovechar los resultados del uso de estos instrumentos, ahora mejor calibrados y computarizados sus resultados, para realizar los estudios geológico-tectónicos en profundidad y la evaluación computacional de los registros sismológicos históricos de alta precisión con este método.
- Trabajar en la certificación del método y la estandarización de los componentes que conforman el dispositivo de calibración, a partir de estudiar y valorar el empleo de opciones más eficientes para mejorar determinados elementos constructivos y de diseño electrónico y computacional, además de elaborar una versión completa del manual de usuario para la operación de la mesa vibratoria, que describa todo el procedimiento de calibración mediante el método propuesto.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Agnew, D. C., 2002. History of Seismology. Institute of Geophysics and Planetary Sciences, California.
- Allaby, A. y Allaby M., 1999. Worldwide Standard Seismograph Network. A Dictionary of Earth Sciences.
- Anderson, J., 2013. TDD: Time-Domain Deconvolution of Seismometer Response, R package version 0,1. Seismological Research Letters, ISSN 0895-0695, 2013.
- Anderson, J. y Lee, J. M., 2013. Instrument Corrections by Time-Domain Deconvolution. Seismological Research letters, v. 85, no. 1, p. 197-201, ISSN 0895-0695.
- APS Dynamics, Inc. Instruction Manual, 2014. ELECTRO-SEIS Model 113-AB Shaker. <http://www.apsdynamics.com/> consultado febrero 2015.
- APS Dynamics, Inc. Instruction Manual, 2014. PERMA-DYNE Model 120S Shaker. <http://www.apsdynamics.com/> consultado febrero 2015.
- APS Dynamics, Inc. Instruction Manual, 2014. MODEL 24, Power Amplifier. <http://www.apsdynamics.com/> consultado febrero 2015.
- Aster, R. C., Borchers, B. y Thurber, C. H., 2012. Parameter Estimation and Inverse Problems, Elsevier Academic Press, Amsterdam, ISBN: 978-0-12-385048-5.
- Barnes, Jordan E., 2012. "Seismic modelling with an Earthquake shake Table", Senior Theses. Dept. of Physics, Linfield College, Mc. Minnville, Oregon.
- Bonner, J., 2012. Low Reynolds Number Aerodynamics and Transition. Princeton, Mass., EE.UU. Princeton University Press. p. 176. ISBN 978-069-112850-4.
- Bormann, P., 2002. IASPEI Manual of Seismological Observatory Practice, NMSOP, Potsdam.
- Brokešová, J. y Málek, J., 2013. Rotaphone, a Self-Calibrated Six-Degree-of-Freedom Seismic Sensor and Its Strong-Motion Records. Seismological Research Letters, p. 737-744, ISSN 0895-0695.
- Catálogo de terremotos 2014. Centro Nacional de Investigaciones Sismológicas (CENAIIS). Fondos del CENAIIS.

- Cesaire, Y., Trujillo, R. y Diez, E. 2016. Reducción de ruido en sismogramas, basado en contexto, usando los coeficientes wavelets vecinos. *Revista Electrónica, Automática y Comunicaciones (RIELAC)*, ISSN 1815-5928.
- C.E.M. <http://www.cem.es/cem/estructura-del-cem/> consultado abril 2015.
- Cutie, M., Diez, E. y Serrano, M., 2001. Metodología para la calibración de los canales sismométricos de las redes telemétricas de corto período en el sistema de Servicio Sismológico Nacional. Libro “Red de estaciones e Investigaciones Sismológicas de Cuba”, Editorial Academia, ISBN 959-02-0244-6.
- Cha, P. y Molinder, J., 2006. *Fundamentals of Signals and Systems*. Cambridge University Press, ISBN: 9780521849661.
- Cheng, Y., Petrie, C., Nordick, B. y Comer, D., 2006. Multi-Bit Delta-Sigma Modulator with Two-Step Quantization and Segmented DAC. *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol.53, no.9, pp.848-852.
- Crowe, C., Elger, D., Williams, R. y Roberson, J., 2009. *Engineering Fluid Mechanics*, 9ª edición. John Wiley & Sons. ISBN 978-0470259771.
- Crystal Semiconductors Corporation, 1994. CS4231A, Parallel Interface, Multimedia Audio Codec technical manual.
- Davis, P., Ishii, M. y Masters, G., 2005. An Assessment of the Accuracy of GSN Sensor Response Information. *Seismological Research Letters*, v. 76, p. 678-683, ISSN 0895-0695.
- Davis, P. y Berger, J., 2007. Calibration of the Global Seismographic Network Using Tides. *Seismological Research Letters*, v. 78, p. 454-459, ISSN 0895-0695.
- Diez, E., Priolo, E., Grigoli, F. y Cesca, S. 2016. Misalignment angle correction of borehole seismic sensors – The case study of the Collalto Seismic Network. *Seismological Research Letters*, ISSN 0895-0695.
- Diez, E., 2014. Uso de señales aleatorias como parte de una metodología para la calibración de sismómetros y acelerómetros. *Revista Electrónica, Automática y Comunicaciones (RIELAC)*, Vol.35, Número 2, ISSN 1815-5928.
- Diez, E., Cutié, M., Montenegro, M., Palau, R., Poveda, V., Yinxing, Z., Yang, C., Fengxia, W., 2014. Modernización de la Red Sísmica Cubana. Instalación, Calibración y puesta a punto. *Revista de Ingeniería de la Universidad Central de Venezuela*, Vol. 29, N° 2, ISSN 0798-4065.
- Diez, E., 2013. Validación del algoritmo TFE usado para la determinación de la respuesta en frecuencia de sensores sísmicos, límite de confiabilidad. *Revista Ciencias de la Tierra y el Espacio*, Volumen 14, Número 1, pp 5-13, ISSN 1729-3790.

- Diez, E., Zuliani, D., Ponton, F., 2012. Mejoramiento de la calidad del registro sísmico mediante el cambio de la metodología de calibración de los sensores, caso de estudio sismómetro SM-3. *Revista Ciencias de la Tierra y el Espacio*, Volumen 13, Número 1, pp 5-13, ISSN 1729-3790.
- Diez, E., Zuliani, D. y Ponton, F., 2010. Cálculo de la respuesta en frecuencia para sensores sísmicos inerciales mediante el script VIBROCALC. *Memorias de la II Convención Internacional de la Ingeniería en Cuba y VI Conferencia de Ingeniería mecánica, eléctrica e industrial*, Editorial Obras, ISBN 978-959-247-077-4.
- Di Bartolomeo, P., 2012. Script in linguaggio C per la interfaccia tra laser LDDM e scheda di acquisizione dati. OGS Internal report.
- Douglas, A., 2013. *Forensic Seismology and Nuclear Test Band*, Cambridge University Press, ISBN: 9781107033948. DOI: <http://dx.doi.org/10.1017/CBO9781139524001>.
- EA 4/02., 2010. *Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration*. European Cooperation for accreditation.
- Ekström, G., Colleen, A. y Nettles, M., 2006. Observations of Time-dependent Errors in Long-period Instrument Gain at Global Seismic Stations. *Seismological Research Letters*, v. 77, p. 12-22, ISSN 0895-0695.
- Ekström, G. y Busby, B., 2008. Measurements of Seismometer Orientation at US Array Transportable Array and Backbone Stations. *Seismological Research Letters*, v. 79, p. 554-561, ISSN 0895-0695.
- Evans, J. R., Followill, C. R., Hutt, R. P., Kromer, J. M., Steim, R. L., Nigbor, A. T., Ringler y Wielandt, E., 2010. Method for calculating self-noise spectra and operating ranges for seismographic inertial sensors and recorders. *Seismological Research Letters*, 81, (4), 640-646, ISSN 0895-0695.
- Evans, J. R., Followill, F., Hutt, F.C., Kromer, R.P., Nigbor, R.L., Ringler, A.T., Steim, J.M. y Wielandt, E., 2012. Self-Noise Spectra and Operating Ranges for Seismographic Inertial Sensors and Recorders. *Seismological Research Letters*, v. 83, p. 588, ISSN 0895-0695.
- Evans, J.R., Allen, R.M., Chung, A.I, Cochran, E.S., Guy, R, Hellweg, M. y Lawrence, L.M., 2014. Performance of Several Low-Cost Accelerometers. *Seismological Research Letters*, v. 85, p. 147-158, ISSN 0895-0695.
- Gallager, R. G., 2014. *Stochastic Processes, Theory for Applications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK. ISBN: 9781107039759
- Giuliani, S. Donati, L. Monti., 2002. Self-Mixing Laser Diode Vibrometer with Wide Dynamic Range. *Fifth Intl. Conf. on Vibration Measurements by Laser Techniques*, Ancona.

- Gustafsson, F. y Bergman, N., 2003. *Matlab for Engineers Explained*, Springer, ISBN 978-1-4471-0029-4.
- Gutenberg, B. y Richter, C. F., 1942. Earthquake magnitude, intensity energy and acceleration. *Bull. Seism. Soc. Am.*, ISSN: 0037-110.
- GNU Octave Repository Categorical Index. <http://octave.sourceforge.net/index/index.html>, consultado 2015.
- Hanson F. y Westman J., 2007. *Applied Stochastic Processes and Control for Jump-Diffusions: Modeling, Analysis and Computation*. SIAM, Society for Industrial and Applied Mathematics, ISBN-13: 978-0898716337.
- Haney, M. M., Power, J., West, M. y Michaels, P., 2012. Causal instrument corrections for short-period and broadband seismometers. *Seismol. Res. Lett.* 83, no. 5, 834–845, ISSN 0895-0695.
- Havskov, J., 2002. *IASPEI Manual of Seismological Observatory Practice*”, NMSOP, charter 8, Seismic networks, Potsdam.
- Havskov, J. y Alguacil, G., 2004. *Instrumentation in earthquake seismology*, 1st ed. 2004. Corr. 2nd printing, 2004, XII, 360 p., Hardcover. ISBN: 978-1-4020-2968-4.
- Hayek, B., 2015. *Randon processes for engineers*. Cambridge University Press. ISBN 9781107100121.
- Helffrich, G., Wookey, J. y Bastow, I., 2013. *The Seismic Analysis Code (SAC). A Primer and User's Guide*, Cambridge University Press. ISBN 9781107613195.
- Herrmann, R. B., 2013. Computer Programs in Seismology: An Evolving Tool for Instruction and Research. *Seismological Research Letters*, v. 84, p. 1081-1088, ISSN 0895-0695.
- Hinzen, K.G., Fleischer, C. y Schweppe, G., 2012. Long Term Behavior of an Accelerometer Station. *Seismological Research Letters*, v.83, p. 275-279, ISSN 0895-0695.
- Hinzen, K.G. y Kovalev, R., 2010. Hiller's Seismoscope. *Seismological Research Letters*, v.81, p. 804-810, ISSN 0895-0695.
- Ho, B. y Kalman, E., 1966. Efficient construction of linear state variable models from input/output functions. *Regelungstechnik* 14, 545–548.
- Hutt, C.R. y Ringler, A.T., 2011. Some Possible Causes of and Corrections for STS-1 Response Changes in the Global Seismographic Network. *Seismological Research Letters*, v. 82, p. 560-571, ISSN 0895-0695.
- ILAC – P14. *ILAC Policy for Uncertainty in Calibration*, 2012. National Institute of Standards and Technology (NIST), National Voluntary Laboratory Accreditation Program, NUMBER LB-65-2012.

- IRIS, 1985. The design goals for a new global seismographic network. Incorporated Research Institutions for Seismology (IRIS), Washington, DC.
- ISO, 2007. International vocabulary of metrology. Basic and general concepts and associate terms, 3rd edition, Geneva: ISO.
- ISO, 2008. Guide to the expression of uncertainty in measurement. ISO/IEC 98-3, Geneva: ISO.
- ISO/ IEC 17025, 2010. General Requirements for the Competence of Testing and Calibration Laboratories. ISO (the International Organization for Standardization) and IEC (the International Electro-technical Commission).
- Ji, X., Fenves, G., Kajiwara, K., and Nakashima, M., 2011. "Seismic Damage Detection of a Full-Scale Shaking Table Test Structure." *Journal of Structural Engineering*, 137 (1), 14–21.
- Kola Superdeep Borehole (KSDB), 2015. ICDP, https://es.wikipedia.org/wiki/consultado_2015.
- Khintchine, A., 1934. Korrelationstheorie der stationären stochastischen Prozesse. *Mathematische Annalen* 109 (1): 604–615. doi:10.1007/BF01449156
- Kollar, F., 1996. Seismometer analysis using an electric current analog. *Bull. Seism. Soc. Am.*, Volumen 56, ISSN: 0037-110.
- Kumar, A., Mittal, H., Sachdeva, R. y Kumar, Ar., 2012. Indian Strong Motion Instrumentation Network. *Seismological Research Letters*, v.83, p. 594-665, ISSN 0895-0695.
- LaRocca, M., 2000. Circuito per la calibrazione dei sismometri. Open File Report Nro.08, Osservatorio Vesubiano, INGV.
- Lennartz Electronics GmbH., Seismometers, General description. <http://www.lennartz-electronic.de>, consultado 2015.
- Lennartz Electronics GmbH., M24 Datalogger, General description. <http://www.lennartz-electronic.de>, consultado 2015.
- Lennartz Electronics GmbH., CT-EW1 Calibration Table, General description. <http://www.lennartz-electronic.de>, consultado 2015.
- Lennartz Electronics GmbH. <http://www.lennartz-electronic.de>, consultado 2015.
- Lennartz Electronics GmbH. LE-3Dlite Seismometer. How much tilt can they withstand? <http://www.lennartz-electronic.de>, consultado 2015.
- Ling, X., Gao, X., Tang, L., Xu, P., y Wu, L., 2009. "Shake Table Test on Seismic Response of Non-Free Liquefiable Site". ICCTP 2009: pp. 1-8.

- Ljung, L., 1999. System Identification - Theory for the User. Second ed, PTR Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., ISBN-13: 978-0136566953.
- Magliulo, G., et al., 2014. "Seismic Performance Evaluation of Plasterboard Partitions via Shake Table Tests". Proceedings of Structures Congress 2014: pp. 1846-1856.
- Mathews, R., 2002. Self-calibration of sensor networks. Thesis presented for a master degree in Ohio State University.
- MathWorks Products documentation, Release 14.
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/desk/helpdesk.shtml/> consultado 2015.
- Menke, W., 1991. Performance of the short-period geophones of the IRIS/PASSCAL array. Bull. Seism. Soc. Am., Volumen 81, nro 1, pp 232-242, ISSN: 0037-110.
- Michalowski, T., 2011. Applications of MATLAB in Science and Engineering. Publisher: InTech 2011, ISBN-13: 9789533077086.
- Miller, S. L. y Childers, D., 2004. Probability and random processes: with applications to signal processing and communications. Elsevier Academic Press. ISBN: 0121726517.
- Moreno, B., Grandison, M. y Atakan, K., 2002. Crustal velocity model along the southern Cuban margin: Implications for the tectonic regime at an active plate boundary. Geophys. J. International, ISSN: 1365-246X.151: 632-645.
- Moreno, B., 2003. The crustal structure of Cuba derived from receiver function analysis. J. Seismol. 7. ISSN: 1383-4649, 359-375.
- Mucciarelli, M., Diez, E., Gallipoli, M., Laurenzano, G., Martelli, L., Moratto, L, Priolo, E., Romanelli, M. y Stabile, T. 2015. NISBAS – The Network of Italian Surface-Borehole Accelerometers and Seismometers. Atti del 34 Convegno Nazionale del Gruppo Nazionale di Geofisica della Terra Solida. Tema 2: Caraterizzazione sismica del territorio. ISBN: 978-88-940442-6-3.
- Nanometrics INC., 2015. Seismometer catalog, <http://www.nanometrics.ca/> consultado 2015.
- NIST Laboratory and Division annual reports, 2015. <http://www.nist.gov/> consultado 2015.
- Norgia, M., Donati, S., D'Alessandro, D., 2001. Interferometric Measurements of Displacement on a Diffusing Target by a Speckle-Tracking Technique, IEEE J. Quantum Electron., v. 37, pp. 800-806.
- Norma 22-381-93, 1993. Norma española de control de vibraciones producidas por voladuras. Secretaria de la CTN, Depósito legal CDU 534.2:622.235.
- Norma DIN 45669-1, 2010. Measurement of vibration immission. German Standard for vibration measurements.

- Norma ISO 16063-11, 2010. Laser Interferometer Method Overview, Basics for Accelerometer Calibration.
- Ogata, K., 2010. Ingeniería de Control Moderna. New Jersey Prentice Hall (5ta edición en castellano), ISBN 9788-4832-26605.
- Oliver, J. y Murphy, L., 1971. WWNSS: Seismology's global network of observing stations. *Science*, 174, 254-261, ISSN 0036-8075.
- Oppenheim, A. V. y Schaffer, R. V., 2009. Discrete Time Signal Processing, (third edition). Prentice Hall, ISBN-13: 978-0132146357.
- OPTODYNE, INC., 2005. LDS-3000, Láser Doppler Scale interferometer. <http://www.optodyne.com/> revisado 2015.
- OriginLab Corporation, 2015. <http://www.originlab.com/> consultado 2015.
- Ottmøller, L. y Havskov, J., 2011. Challenges When Establishing a Seismic Network. *Seismological Research Letters*, v. 82, p. 373-374, ISSN 0895-0695.
- Pazos, A., 2004. Estación sísmica digital. Tratamiento digital de señales, PhD. Thesis. ROA Bulletin 02/04, Real Instituto y Observatorio de la Armada, San Fernando, Cádiz, Spain.
- Pavlis, G. L. y Vernon, F. L., 1994. Calibration of seismometers using ground noise. *Bull. Seism. Soc. Am.*, Volumen 84, Nro.4, pp 1243-1255, ISSN: 0037-110.
- Pérez, T., 2005. Essentials of Random Variables and Stochastic Processes. (Complementary Notes for TMR4240–Marine Control Systems). Centre for Ships and Ocean Structures—CeSOS. Norwegian University of Science and Technology.
- Perutka, K., 2011. MATLAB for Engineers: Applications in Control, Electrical Engineering, IT and Robotics. InTech Publisher, ISBN-13: 9789533079141.
- Pucheta, J. y Sauchelli, V., 2012. Control Óptimo y Sistemas Estocásticos: Control automático de sistemas representados como procesos continuos y discretos, determinísticos y estocásticos. Editorial Académica Española, ISBN-13: 978-3659035777.
- Pratt, T.L., Templeton, M.E., Frost, R. y Shafer, A.P., 2006. Variations in Short-period Geophone Responses in Temporary Seismic Arrays. *Seismological Research Letters*, v. 77, p. 377-388, ISSN 0895-0695.
- Priolo, E. y otros, 2011. OASIS - The OGS Archive System of Instrumental Seismology. In: M. Mucciarelli (Ed.), *Tecniche Speditive per la Stima dell'Amplificazione Simica Studi teorici ed applicazioni professionali*, Aracne Ed.
- Priolo, E. y otros, 2013. Relazione inerente il completamento del ciclo di monitoraggio (1° anno), Rette di rilevamento sismico finalizzata al monitoraggio della sismicità naturale e

microsismicita indotta presso la concessione di stoccaggio gas metano denominata "Collalto Stoccaggio".

Proakis, J. y Manolakis, D., 2007. *Digital Signal Processing*, four edition. Prentice Hall, ISBN-10: 013187374.

Rajae, O., Moon, U., 2008. *Enhanced Multi-bit Delta-Sigma Modulator with Two-Step Pipeline Quantizer*. 978-1-4244-1684-4/08/©2008 IEEE.

Reynolds, O., 1883. An experimental investigation of the circumstances, which determine whether the motion of water shall be direct or sinuous, and of the law of resistance in parallel channels. *Philosophical Transactions of the Royal Society* 174 (0): 935–982. doi:10.1098/rstl.1883.0029. JSTOR 109431.

Ringler, A. T. y Hutt, C. R., 2010. *Self-Noise Models of Seismic Instruments*". *Seismological research letters*, 81, (6), 972-983, ISSN 0895-0695.

Ringler, A.T., Gee, L.S., Hutt, C.R. y McNamara, D.E., 2010. *Temporal Variations in Global Seismic Station Ambient Noise Power Levels*. *Seismological Research Letters*, v. 81, p. 605-613, ISSN 0895-0695.

Ringler, A.T., Hutt, C.R., Persefield, K. y Gee, L.S., 2013. *Seismic Station Installation Orientation Errors at ANSS and IRIS/USGS Stations*. *Seismological Research Letters*, v. 84, p. 926-931, ISSN 0895-0695.

Ringler, A., Steim, J., van Zandt, T, Hutt, C., Wilson, D. y Storm, T. 2016. *Potential Improvements in Horizontal very Broadband Seismic Data in the IRIS/USGS Component of the Global Seismic Network*. *Seismological Research Letters*, v. 87, p. 81-89, ISSN 0895-0695, First published on December 16, 2015, doi: 10.1785/0220150181.

Rodgers, P. W, Martin, A. J., Robertson, M. C., Hsu, M. M. y Harris, D. B., 1995. *Signal coil calibration of electromagnetic seismometers*. *Bull. Seism. Soc. Am.*, Volumen 85, Nro.3, pp 845-850, ISSN: 0037-110.

Romeo, G. y Braun, T., 2006. *Appunti di sismometria*. *Cuaderni di Geofisica* Nro. 46, ISSN 1590-2595.

Sarà, A., Clocchiatti, M., Barnaba, C. y Zuliani, D. 2016. *Using an Arduino Seismograph to Raise Awareness of Earthquake Hazard through a Multidisciplinary Approach*, *Seismological Research Letters*, v. 87, p. 186-192, ISSN 0895-0695, doi: 10.1785/0220150091.

Severn, B. y Yang G., 2011. "The development of shaking tables - A historical note" *Earthquake Engineering and Structural Dynamics*, 40(2), 195-213.

Signal Developers, 2015. <http://r-forge.r-project.org/projects/signal/> consultado 2015.

Scherbaum, F., 1996. *Of Poles and Zeros, Fundamentals of Digital Seismology*. Kluwer Academic Press.

- Shu, D., Alp, E., Barraza, J., Kusay, T. y Mooney, T., 1998. Optical design for laser Doppler angular encoder with sub-nrad sensitivity. *J. Synchrotron Radiation*, Vol. 5, pp 826-828, ISSN: 1600-5775.
- Stacey, F. y Davis, P., 2014. *Physics of the Earth*. Four Edition. Cambridge University Press, online publication date: December 2014, online ISBN: 9781316180013.
- Tibuleac, I.M., von Seggern, D.H, Anderson, J.G. y Louie, J.N., 2011. Computing Green's Functions from Ambient Noise Recorded by Accelerometers and Analog, Broadband, and Narrow-Band Seismometers. *Seismological Research Letters*, v. 82, p. 661-675, ISSN 0895-0695.
- Tomažević, Miha and Gams, Matija, 2012. "Shaking table study and modelling of seismic behaviour of confined AAC masonry buildings", *Bulletin of Earthquake Engineering*, 13 (3), pp. 863-893.
- Trnkoczy, A., 2002. Frequency range of seismic sensors. *IASPEI Manual of Seismological Observatory Practice, NMSOP*, Potsdam.
- Ulriksson, B., 1986. Conversion off Frequency-Domain Data to the Time Domain. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 74, No. I, pp. 74-77.
- US Laboratory Accreditation Bureau, 2005. Certificate of Accreditation for Optodyne, Inc, ISO/IEC 17025:2005, Certificate Number L1085-1.
- Van Overschee, P. y DeMoor, B., 1994. N4sid: Sub-space algorithms for the identification of combined deterministic-stochastic systems. *Automatica* 30, 75–93.
- Van den Hof Paul M.J. y Bombois X., 2004. *System Identification for Control*. Lecture Notes DISC Course. Delft Center for Systems and Control. Delft University of Technology.
- Veldman, C., 2006. ISO 16063. A comprehensive set of vibration and shock calibration standards. XVIII Imeko world congress Metrology for a Sustainable Development September, Rio de Janeiro, Brazil.
- Verhaegen, M., 1994. Identification of the deterministic part of MIMO state space models. *Automatica*, Vol. 30, pp 61-74, ISSN: 0005-1098.
- Von Martens, H. J., 2010. Report of the ISO/TC 108. Representative to the seventh Meeting of the CCAUV BIPM, Sevres.
- Vrcelj, N., Grewal, G., Williams, M. y Weir-Jones, I., 2006. Implementation of a Linear Shaker Using the Zero Friction Air Bearings. *Seismological Research Letters*, v. 77, p. 684-690, ISSN 0895-0695.
- Wang, C. P., 1991. Using the Laser Doppler Displacement Meter for Precision Positioning and Motion Control” *Motion Control*.

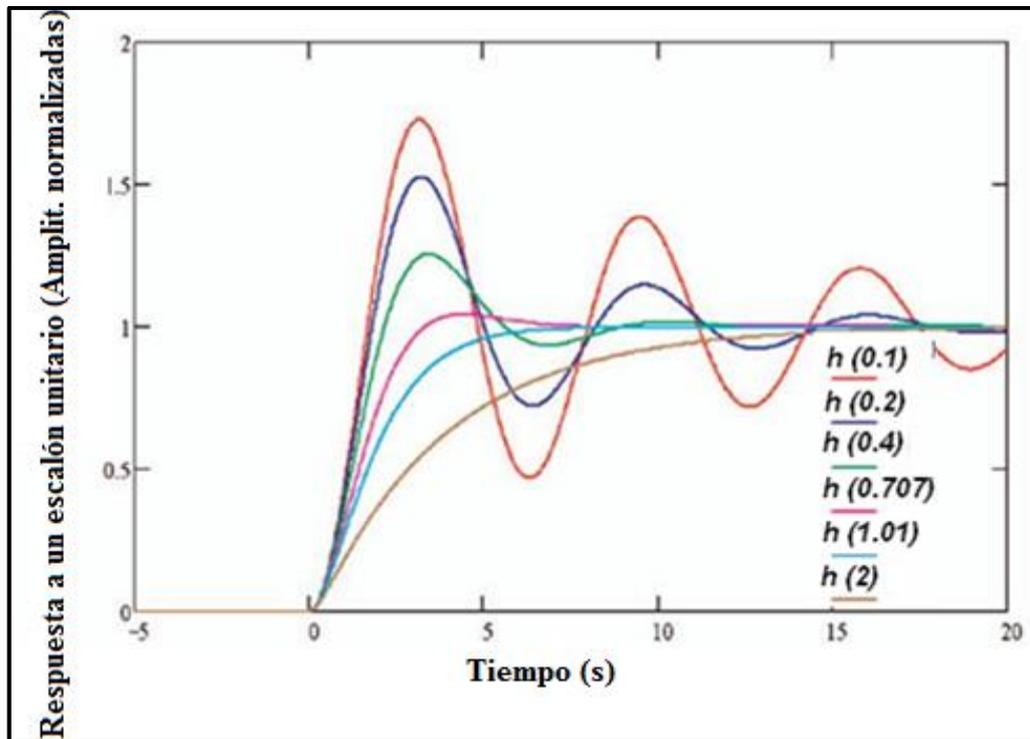
- Wang, C. P. Alignment of Parallel Guideways using a dual-beam LDDM. Optodyne, Inc. Application Note 1103, <http://www.optodyne.com/consultado> 2015.
- Wang, C. P. Straightness measurement by laser doppler displacement meter technique. Optodyne, Inc. Application Note 1105, <http://www.optodyne.com/consultado> 2015.
- Wang, C. P. Nanometer positioning control by a multiple-pass Laser Doppler displacement meter. Optodyne, Inc. Application Note, <http://www.optodyne.com/consultado> 2015.
- Wartman, J., Seed, R., y Bray, J., 2005. "Shaking Table Modeling of Seismically Induced Deformations in Slopes." *J. Geotech. Geoenviron. Eng.*, 131 (5), 610–622.
- Webb, S., 2001. A broadband oceanbottom seismometer system based on a 1 Hz natural period geophone. *Bull. Seism. Soc. Am.*, Volumen 91, Nro 2, pp 304-312, ISSN: 0037-110.
- Welch, P.D, 1967. The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging over Short, Modified Periodograms. *IEEE Trans. Audio Electroacoustics*, Vol. AU-15, pp.70-73.
- Wielandt, E., "Ein astasiertes Vertikalpendel mit tragender Blattfeder", *J. Geophys.*, 41(5), 545 – 547, 1975.
- Wielandt, E., 2002. Seismic sensors and their calibration, charter five. *IASPEI Manual of Seismological Observatory Practice*, NMSOP, Potsdam.
- Wielandt, E. y Steim, J. M., 1986. A digital very-broad-band seismograph. *Annales Geophysicae*, 1986, 4, B, 3, pp 227-232.
- Wiener, N., 1964. *Time Series*. M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts. p. 42.
- Wu, Min Y., Yi Chen, D., Ting-Li Lin, Chih-Yih Hsieh, Tai-Lin Chin, Wen-Yen Chang, Wei-Sen y Shaw-Hsung K., 2013. High-Density Seismic Network for Earthquake Early Warning in Taiwan Based on Low Cost Sensors. *Seismological Research Letters*, v. 84, p. 1048-1054, ISSN 0895-0695.
- Xiao, M., Ledezma, M., and Hartman, C., 2014. "Shake Table Test to Investigate Seismic Response of a Slurry Wall". *Geo-Congress 2014 Technical Papers*: pp. 1234-1243.
- Yeats, R., 2012. *Active Faults of the World*. Cambridge University Press. ISBN: 9780521190855. DOI: <http://dx.doi.org/10.1017/CBO9781139035644>.
- Zeiger, H. P. y McEwen, A., 1974. Approximate linear realizations of given dimension via Ho's algorithm. *IEEE Transaction on Automatic Control* 19, 153.
- Zuliani, D., Diez, E. y Ponton, F., 2012. Vibrocalc, seismometer frequency response elaboration software. *Revista Ciencias de la Tierra y el Espacio*. Volumen 13, Número 1, pp 15-23, ISSN 1729-3790.

Zuliani, D. Diez, E. y Ponton, F., 2012. Taratura di sismometri modello LE-3D/5S dell'Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia INGV. Rapporto interno "Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale (OGS).

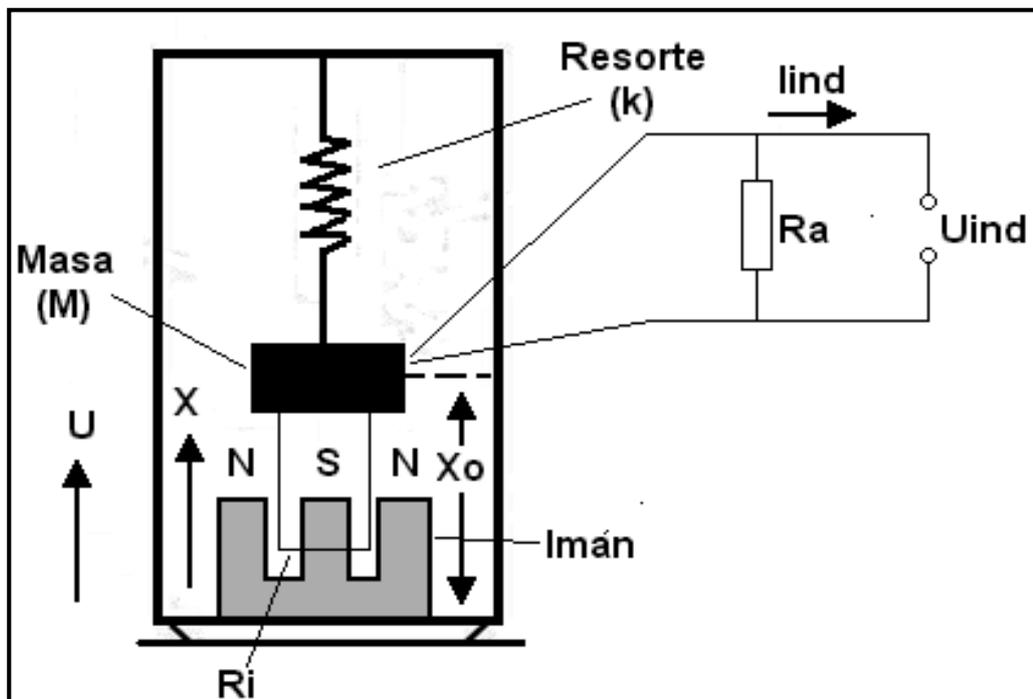
Zuliani, D., Diez, E., 2012a. Taratura anno 2011 dei sismometri short-period della Rete Sismometrica del Friuli-Venezia-Giulia. Rapporto interno "Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale (OGS).

ANEXOS

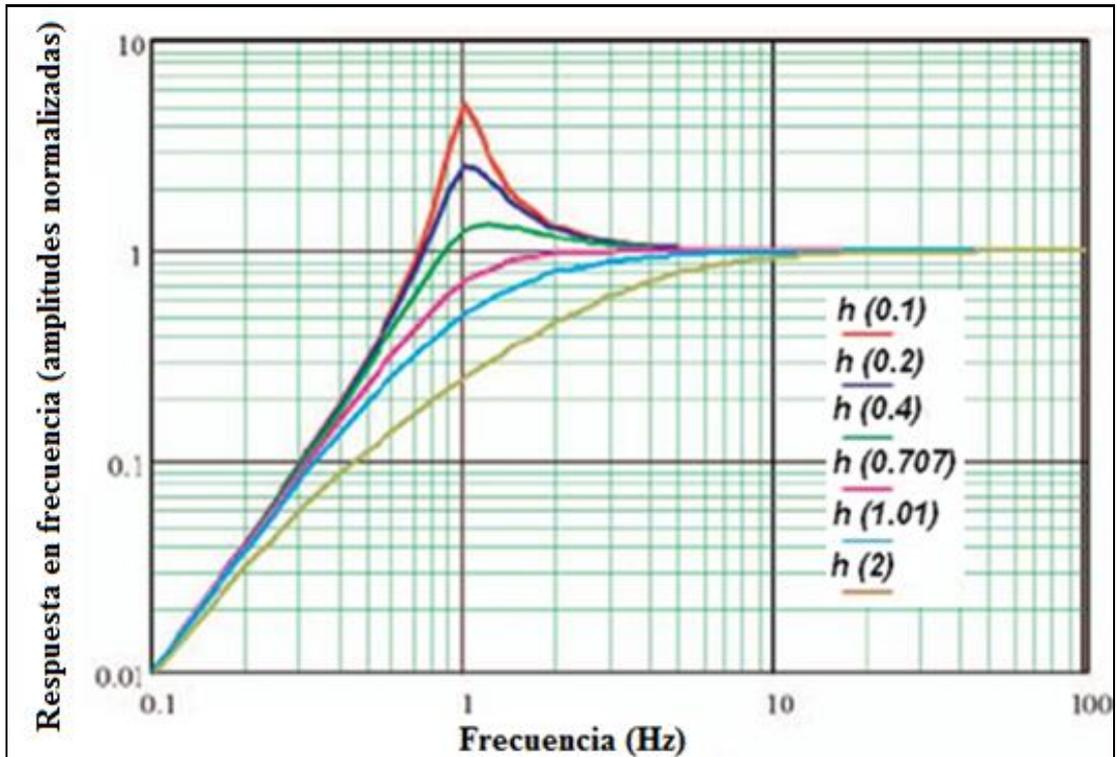
ANEXOS A



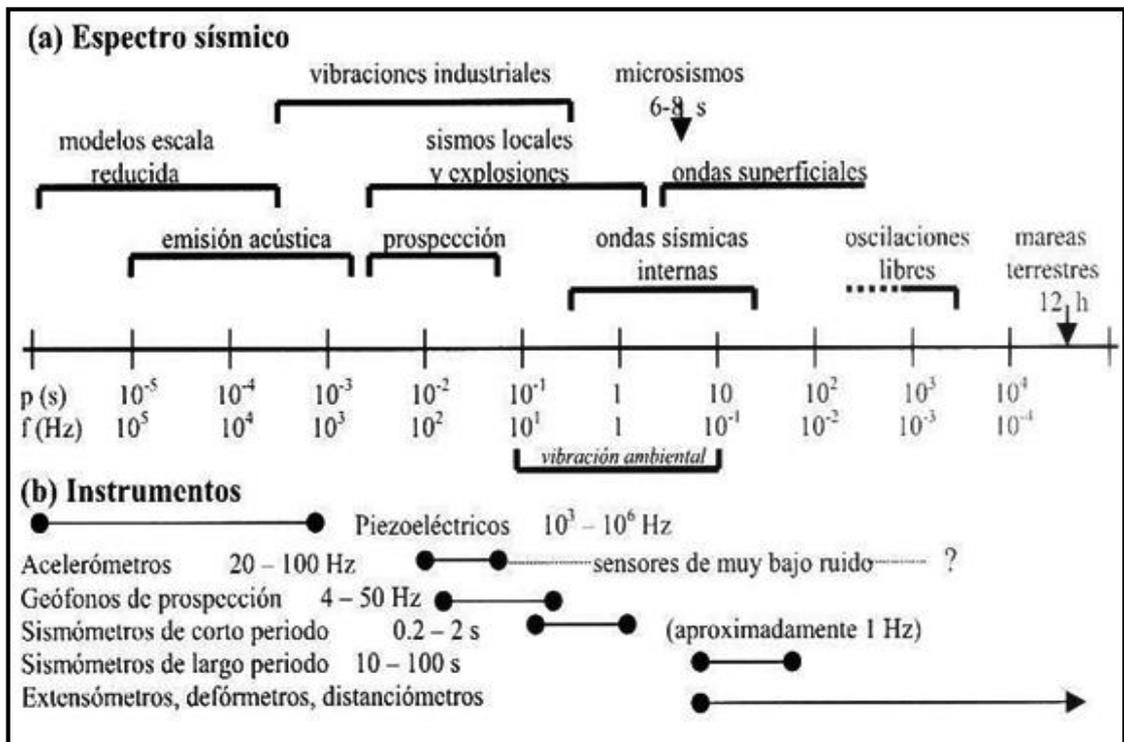
Anexo A1: Respuesta de un sistema de segundo orden a un escalón unitario (Romeo y Braun, 2006)



Anexo A2: Esquema simplificado de un péndulo mecánico del tipo masa-resorte con transducción electromagnética



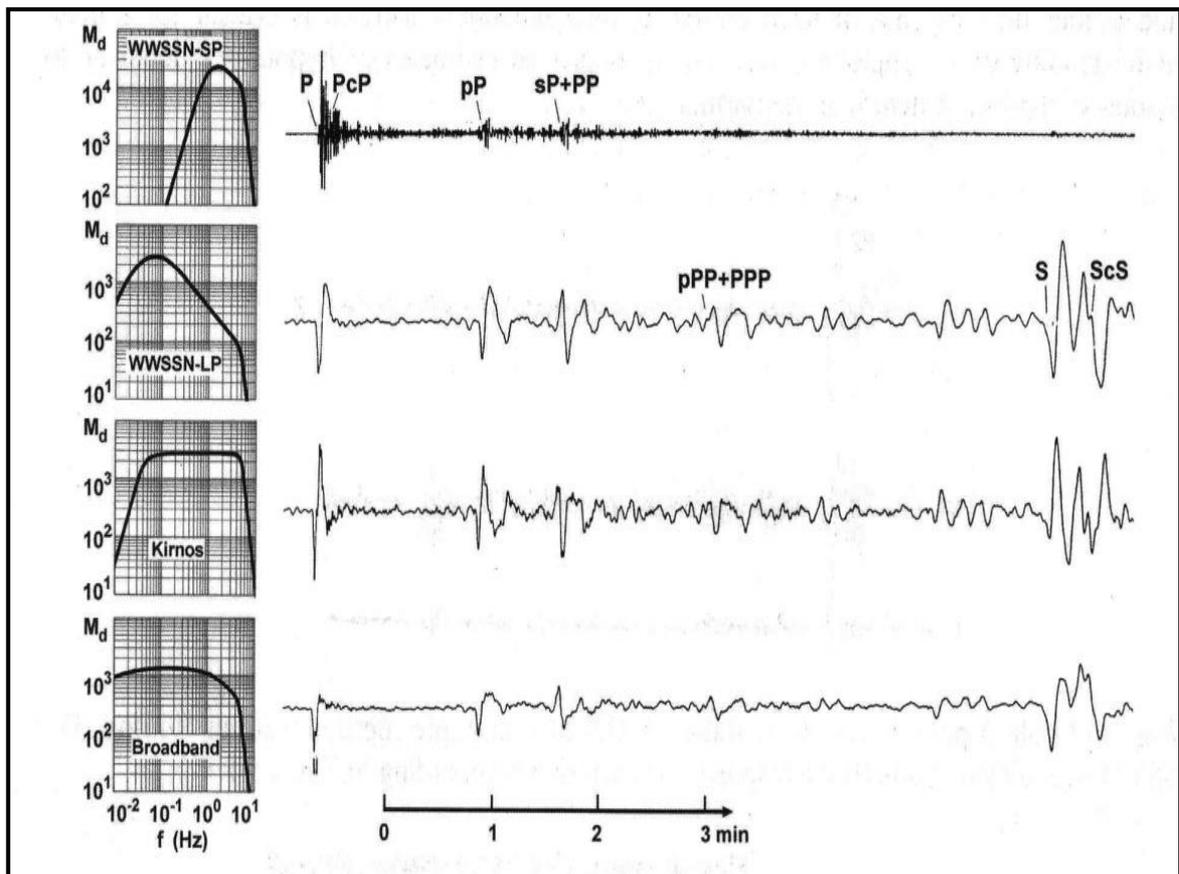
Anexo A3: Respuesta en frecuencia de un péndulo físico (Romeo y Braun, 2006)



Anexo A4: Rangos de frecuencias de las señales sísmicas (Pazos, 2004)

Anexo A5: Tabla de los rangos de frecuencias en que se manifiesta la señal sísmica (Trnkoczy, 2002)

Aplicación	Banda de frecuencia (Hz)
Eventos sísmicos asociados a minería	5-2000
Microsismicidad y sismicidad inducida	1-100
Sismicidad local	0,2-80
Fuertes movimientos	0-200
Sismicidad regional	0,05-20
Absorción de ondas sísmicas con la frecuencia	0,02-30
Cálculos de energía en telesismos	0,01-10
Difracción y <u>scattering</u>	0,02-2
Estudios de procesos dinámicos	0,005-100
Propiedades de la corteza terrestre	0,02-1
Dispersión de ondas superficiales	0,03-0,2
Oscilaciones libres de la Tierra	0,0005-0,01
Mareas terrestres	0,00001-0,0001

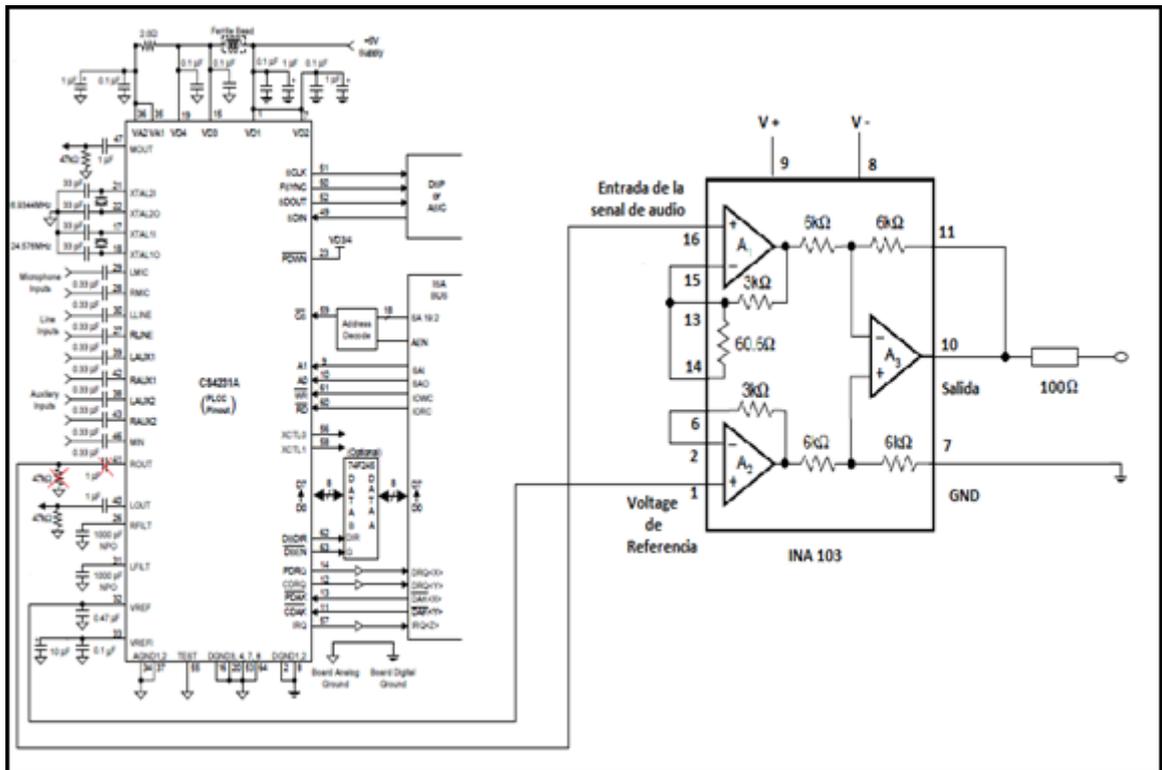


Anexo A6: Señal correspondiente a un terremoto lejano registrado mediante diferentes instrumentos (NMSOP; Bormann, 2002)

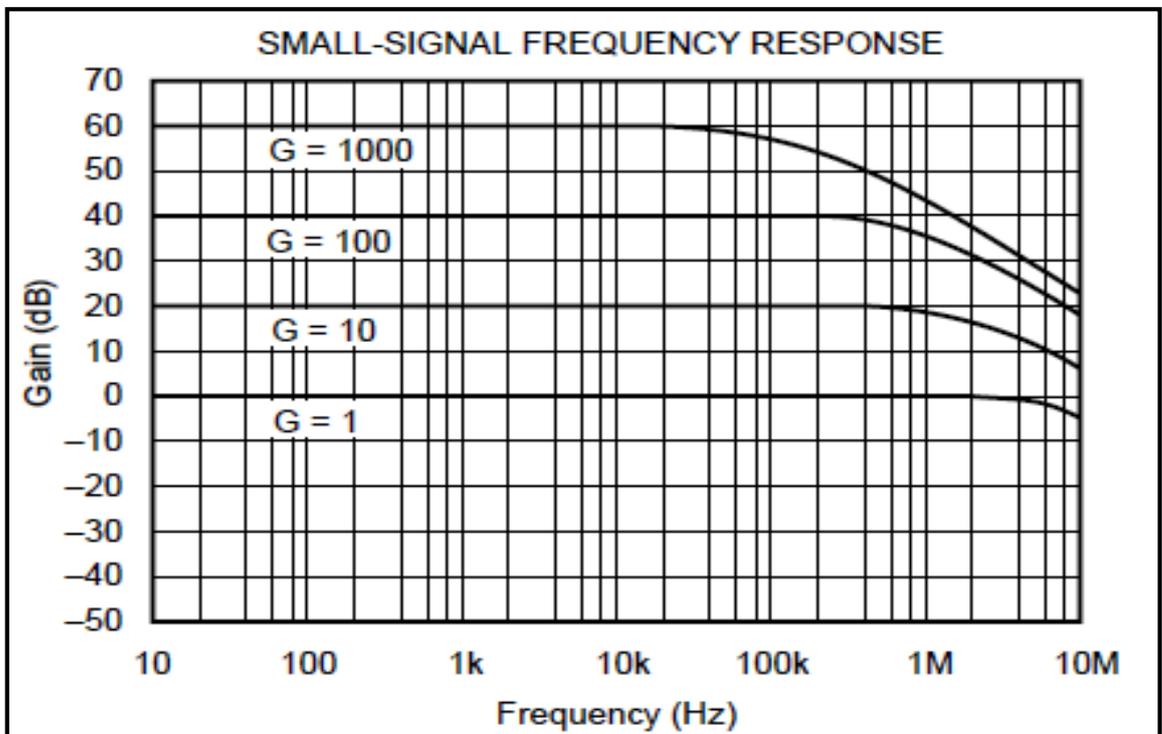
Anexo A7: Tabla resumen de los métodos de calibración

Método	Rango de frecuencia	Aplicaciones	Simulación del movimiento	Limitaciones observadas	Precisión
Inyección de sinusoides	Valores de frecuencia fijos	Solo sismómetros con dos o más bobinas	No	Respuesta puntuales, errores provocados por la inductancia mutua	Poca
Respuesta a impulso	Todo el rango de registro de los instrumentos	Sismómetros	No	Determinación de la constante G y la frecuencia esquina	Poca
Inyección de sinusoides con conmutación	Valores de frecuencia fijos	Sismómetros	No	Respuesta puntuales para 15 valores de frecuencia	Poca
Efecto tilt	Rango de registro del acelerómetro	acelerómetros	No	Solo constante G	Media
Stepwise motion	Todo el rango de registro de los instrumentos	Sismómetros	Si	Efecto Tilt	Media
Comparativo con otro sensor usando el ruido del terreno.	Todo el rango de registro de los instrumentos	Sismómetros	No	Depende de la precisión del patrón utilizado.	Media

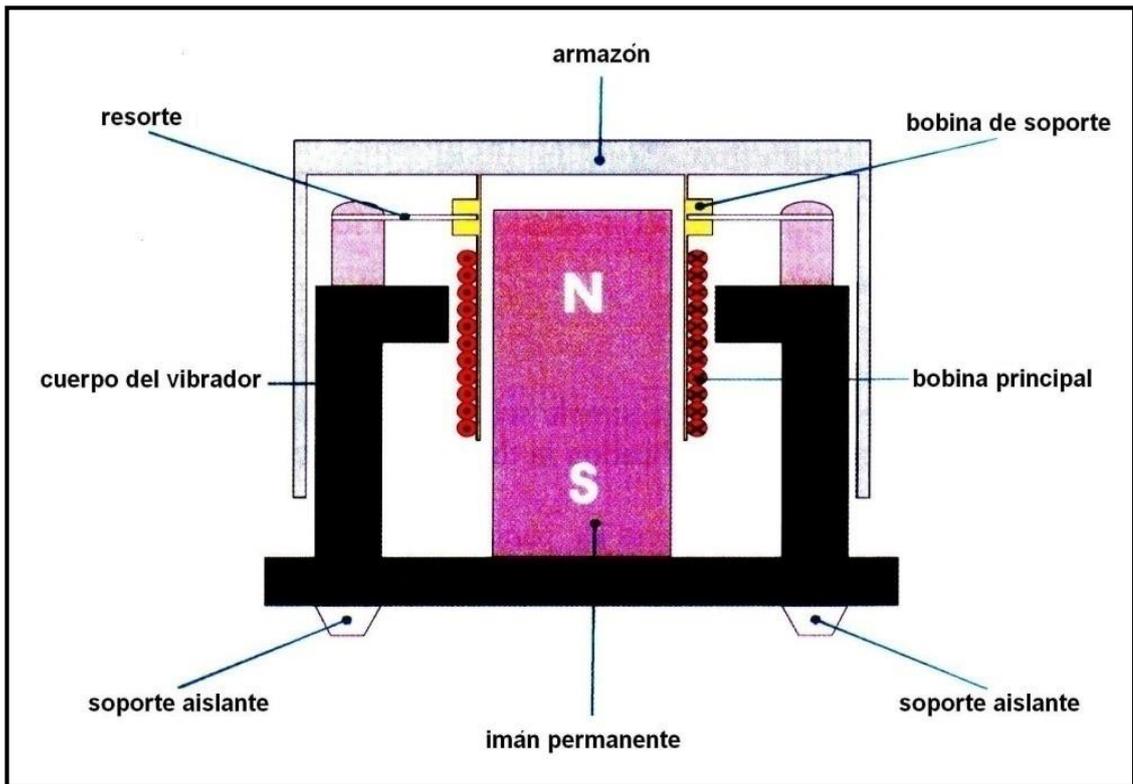
ANEXOS B



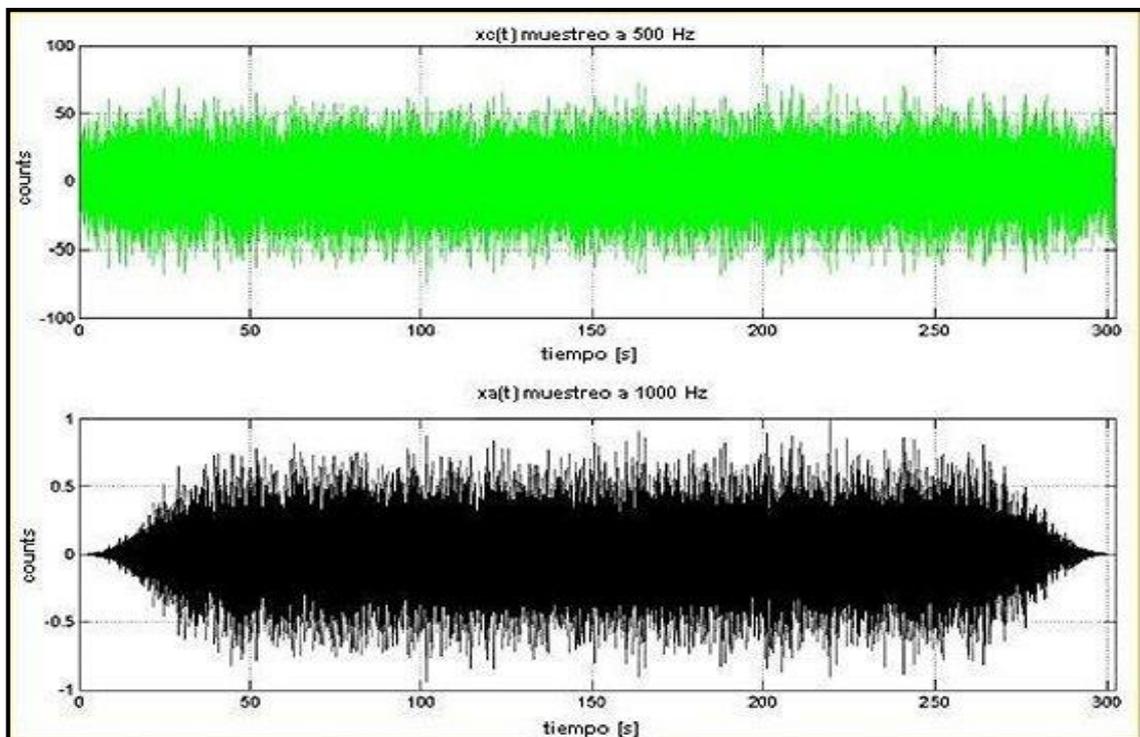
Anexo B1: Esquema de las modificaciones realizadas a la tarjeta de sonido



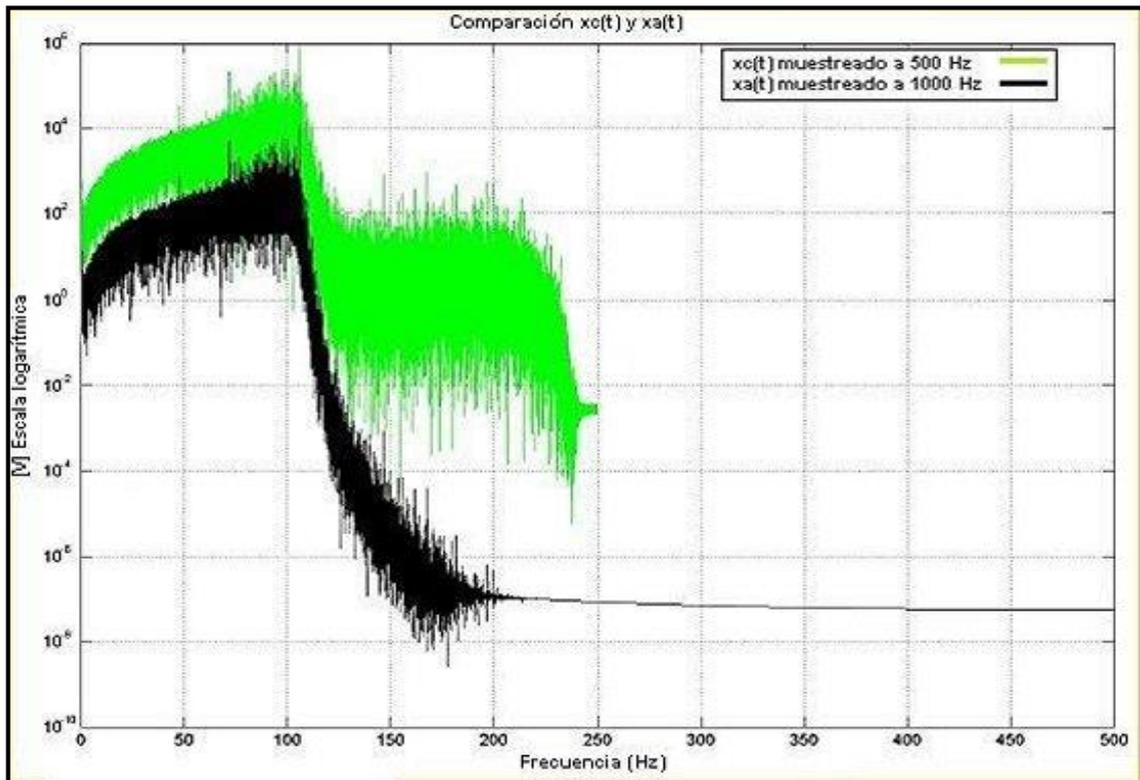
Anexo B2: Gráfico de la respuesta en frecuencia del amplificador de instrumentación (Burr-Brown Corporation, 1999)



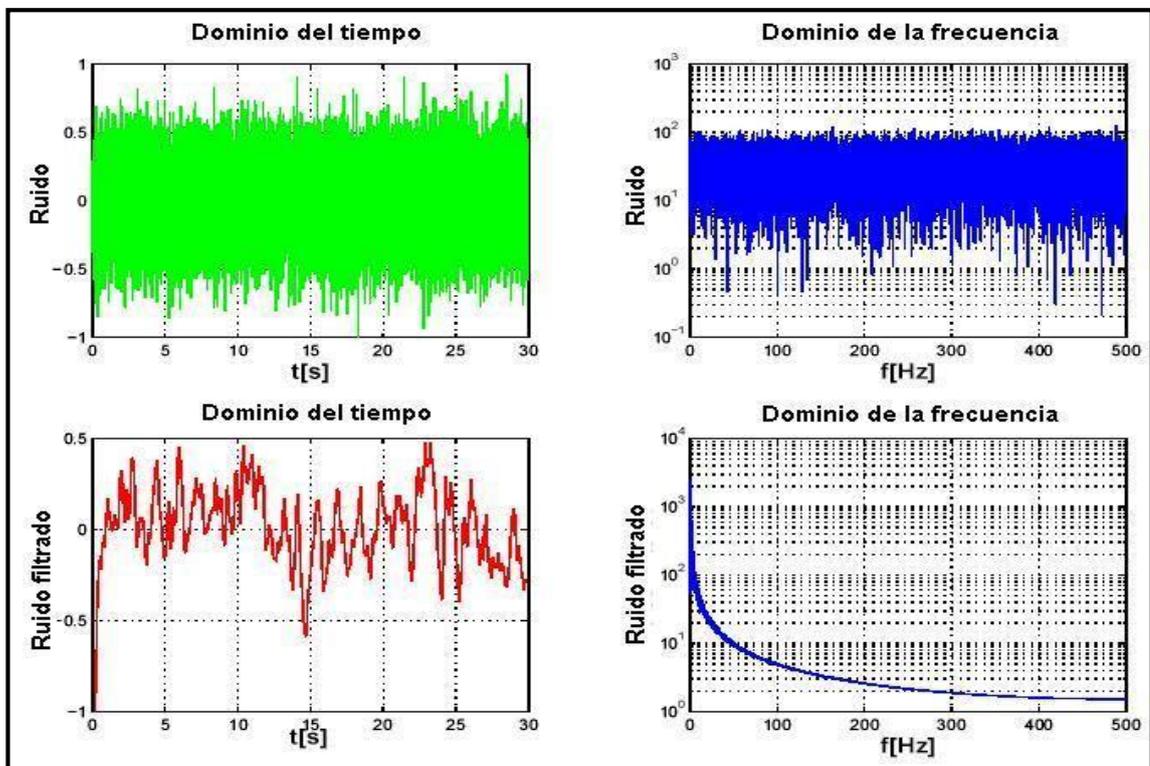
Anexo B3: Esquema simplificado del vibrador PERMA-DYNE 120S



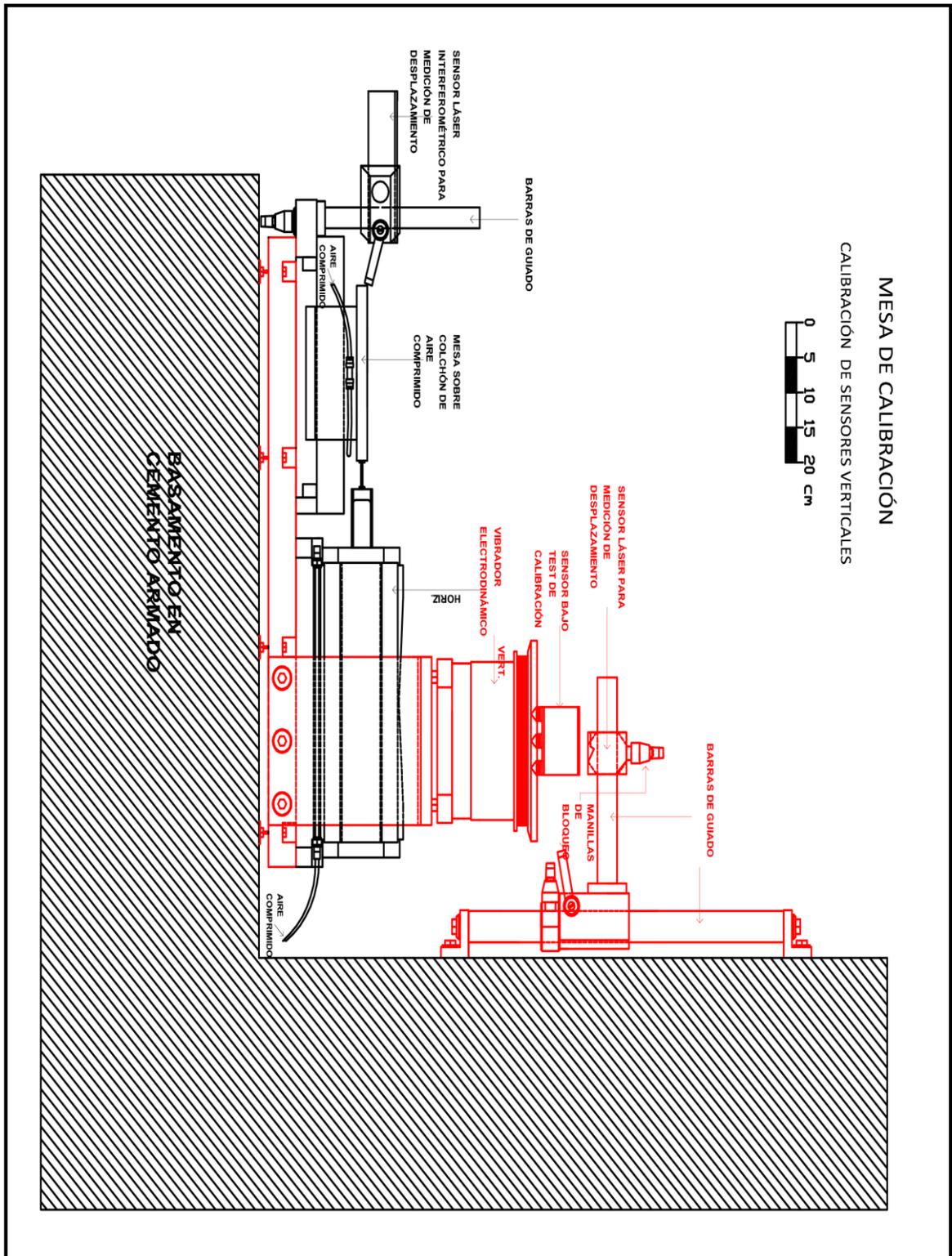
Anexo B4: Representación de las señales de ruido usadas en el diseño propuesto



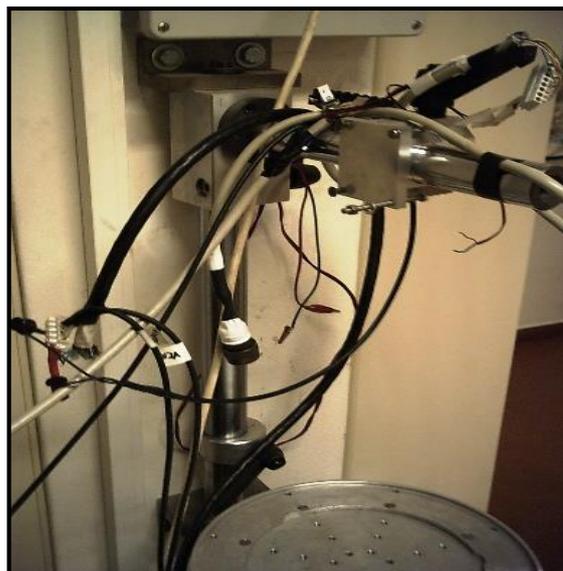
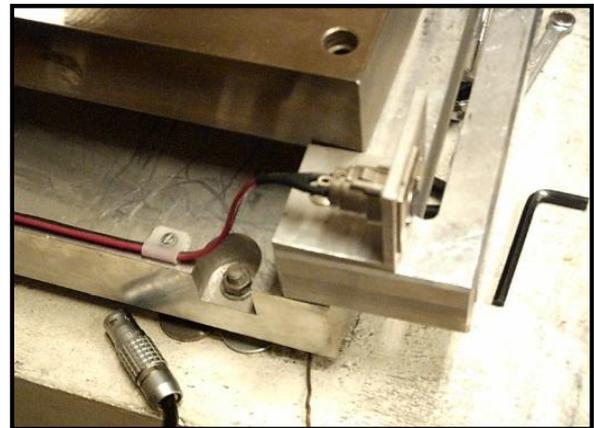
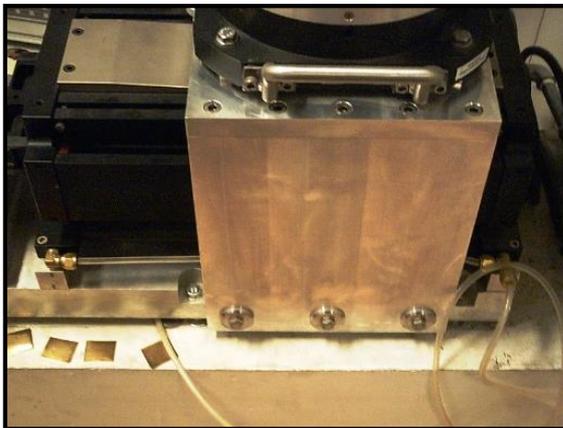
Anexo B5: Representación de los espectros de ruido de las señales usadas



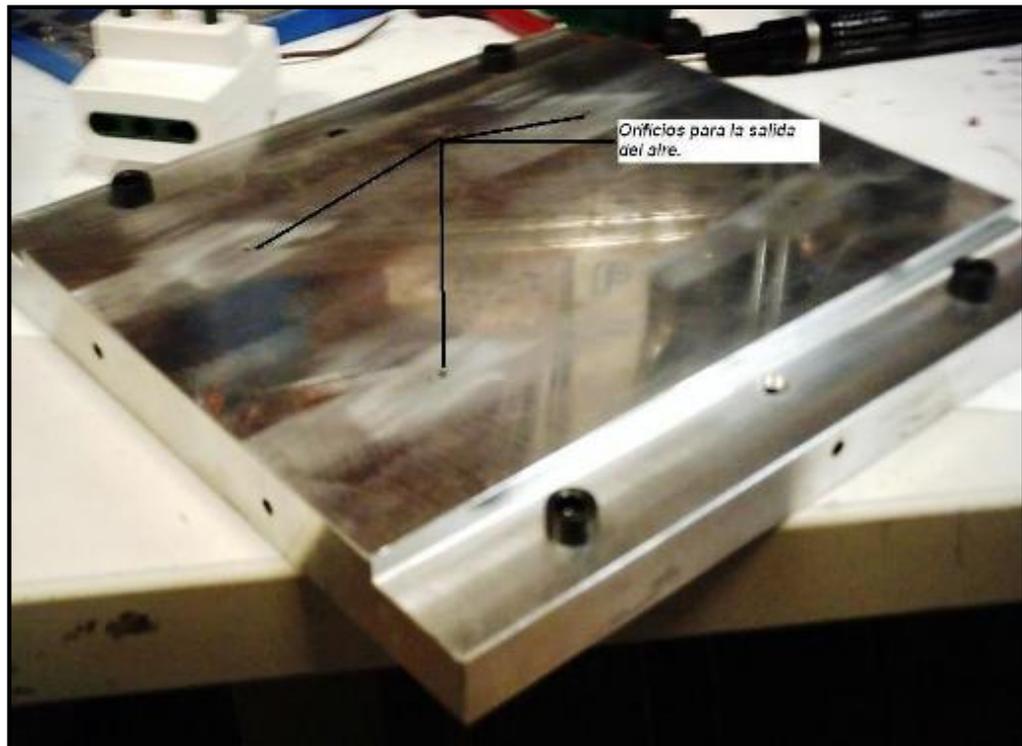
Anexo B6: Señal de ruido antes y después del filtrado



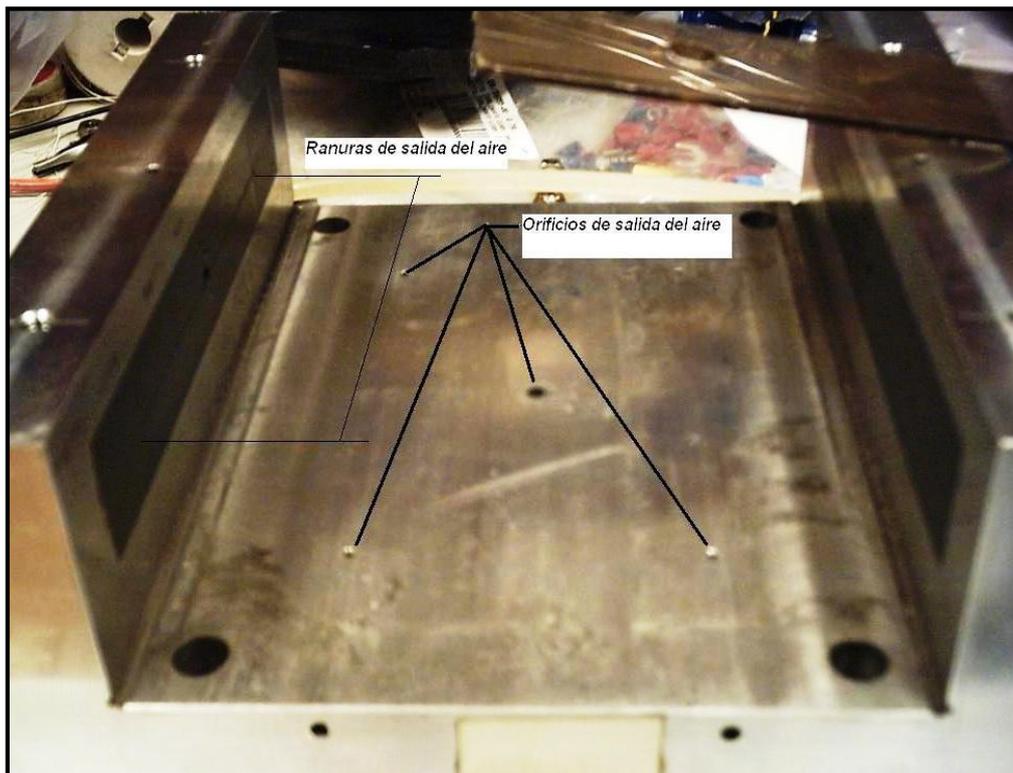
Anexo C2: Mesa vibratoria propuesta (calibración de los sensores verticales)



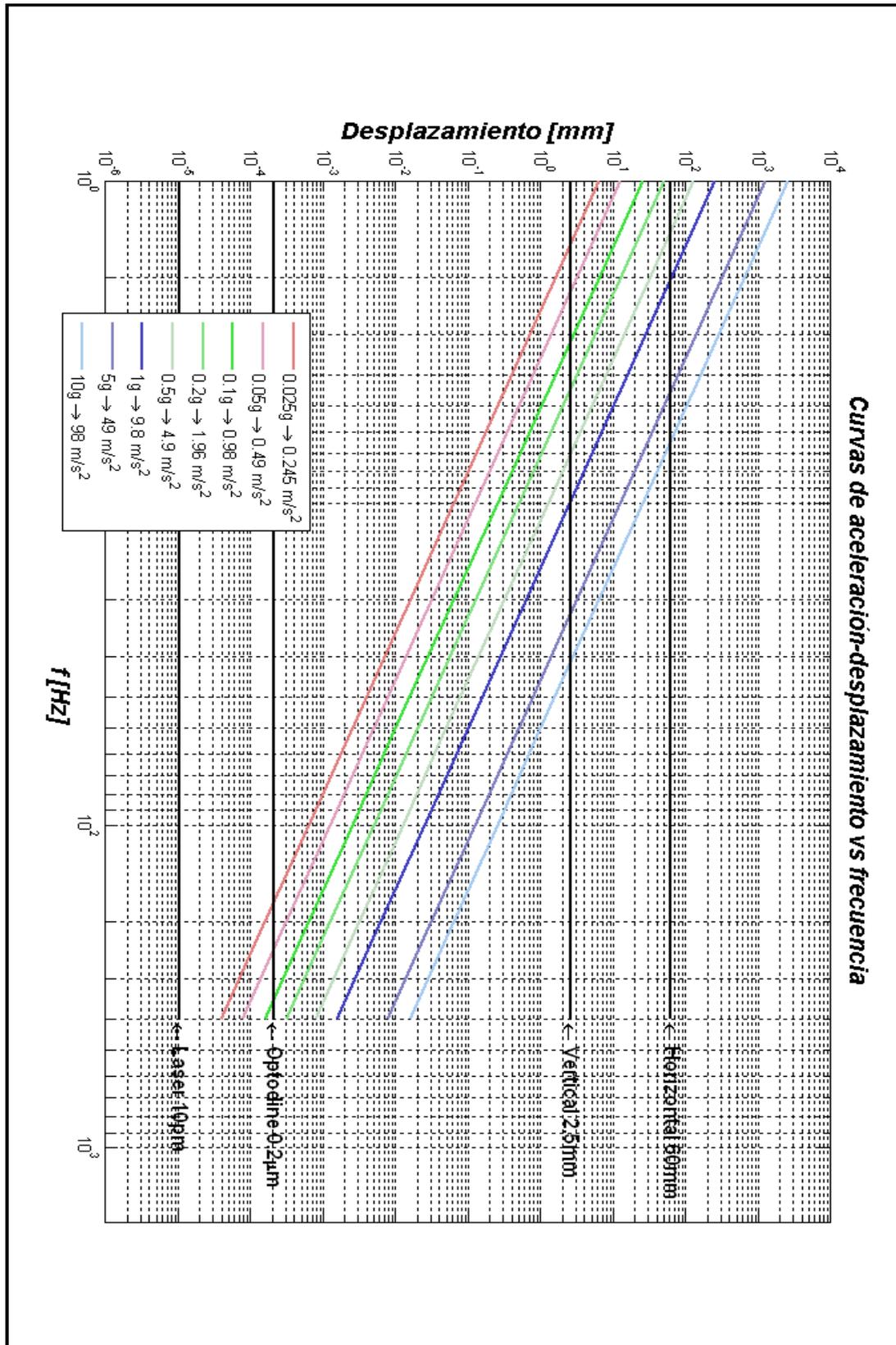
Anexo C4 a, b, c, d, e y f: Fotografías de los elementos estructurales de la mesa



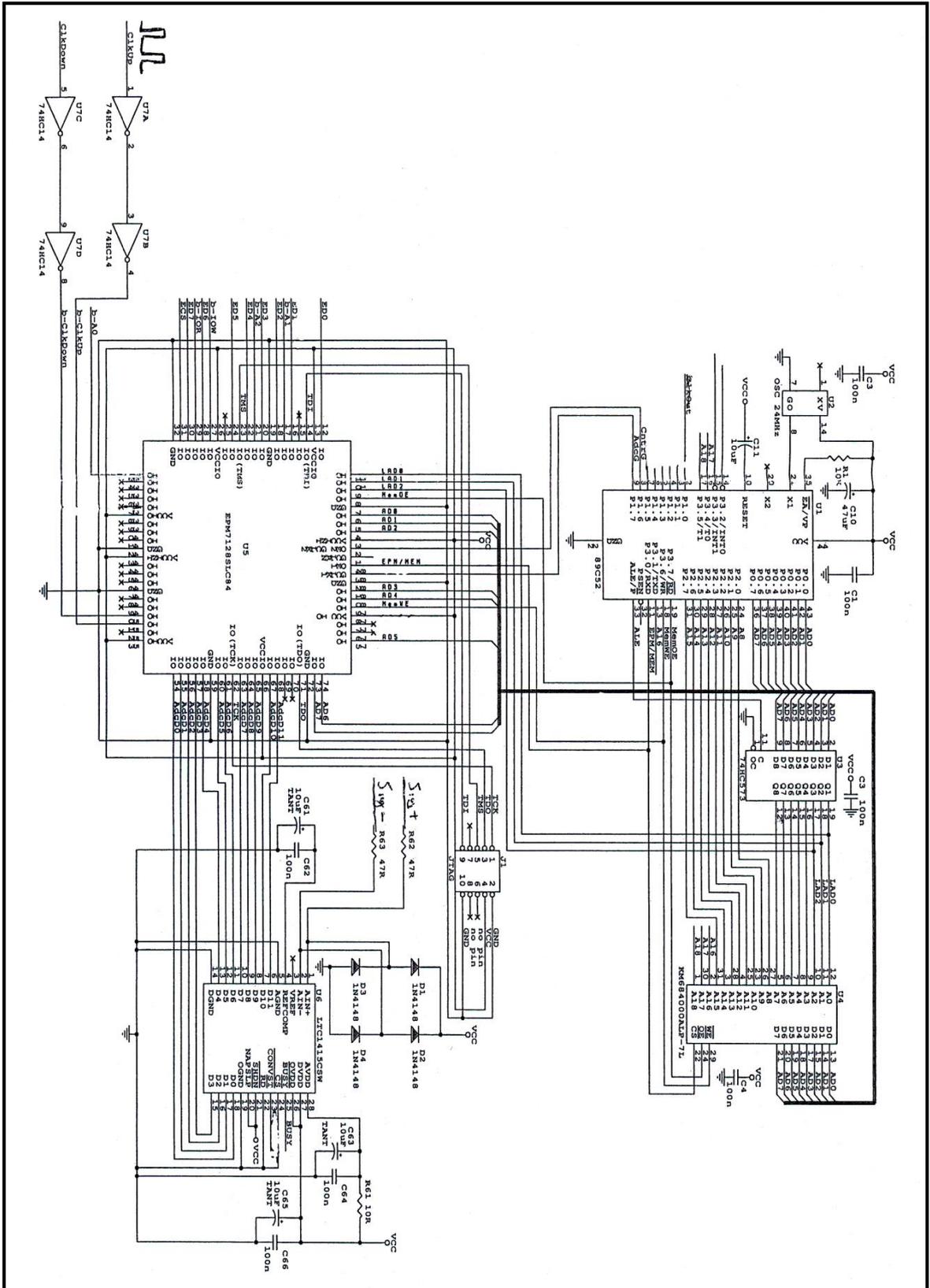
Anexo C5: Fotografía de los elementos estructurales (tapa de la cajuela)



Anexo C6: Fotografía de los elementos estructurales (base de la cajuela)



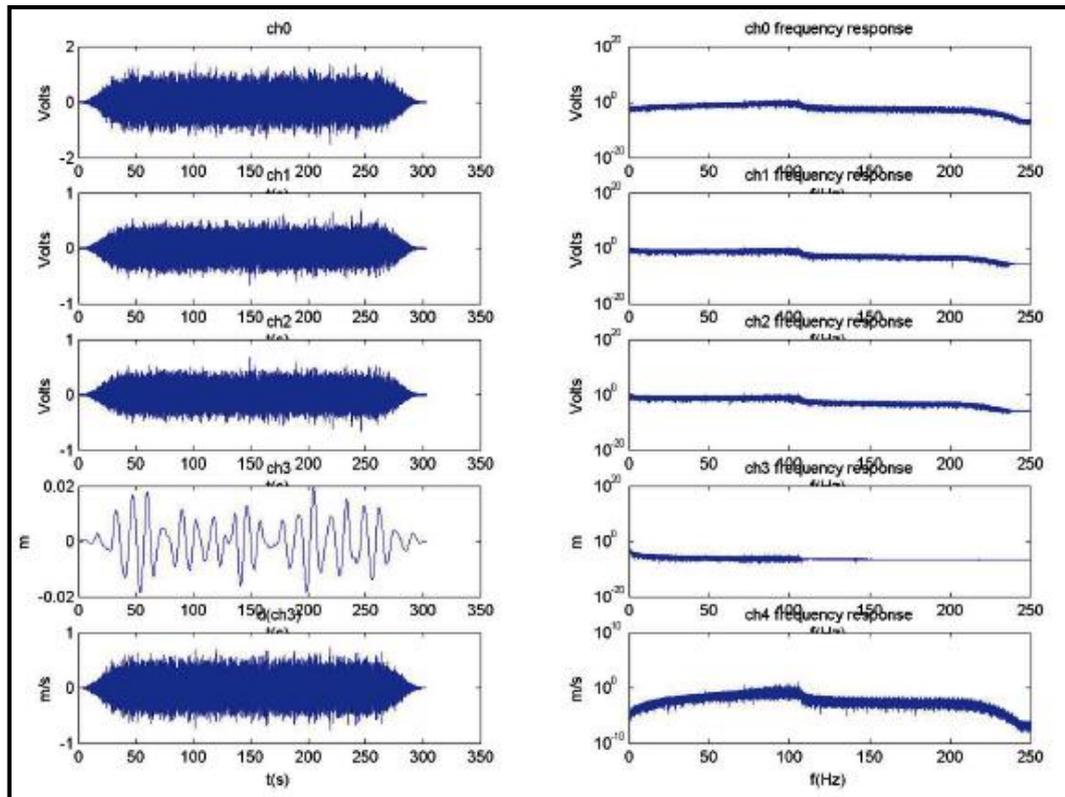
Anexo C7: Limitaciones físicas del dispositivo de calibración



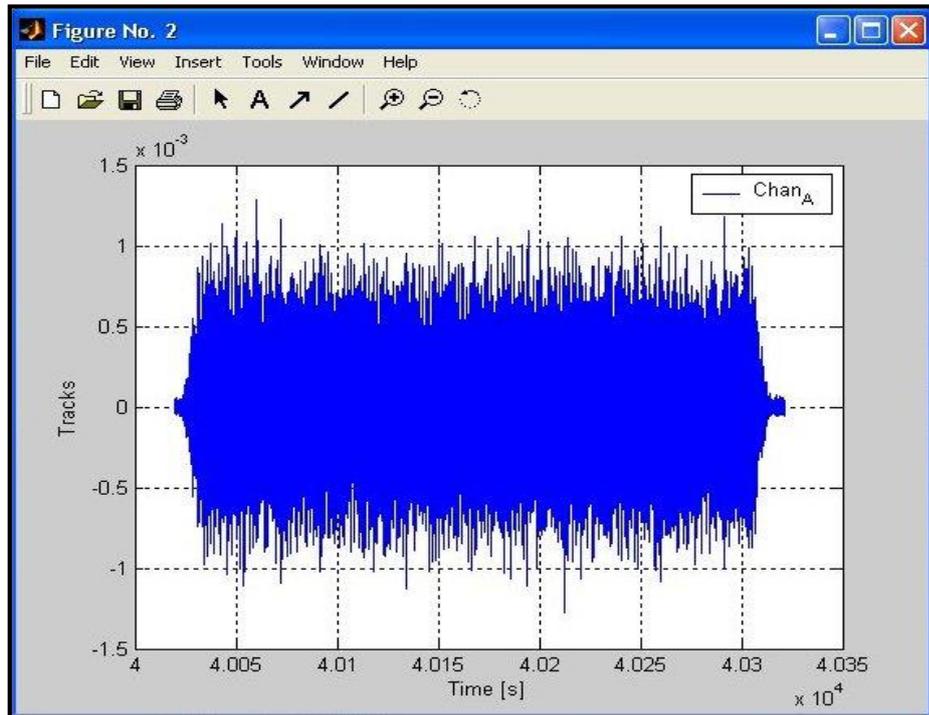
Anexo C8: Esquema eléctrico general de la tarjeta de adquisición de datos del láser



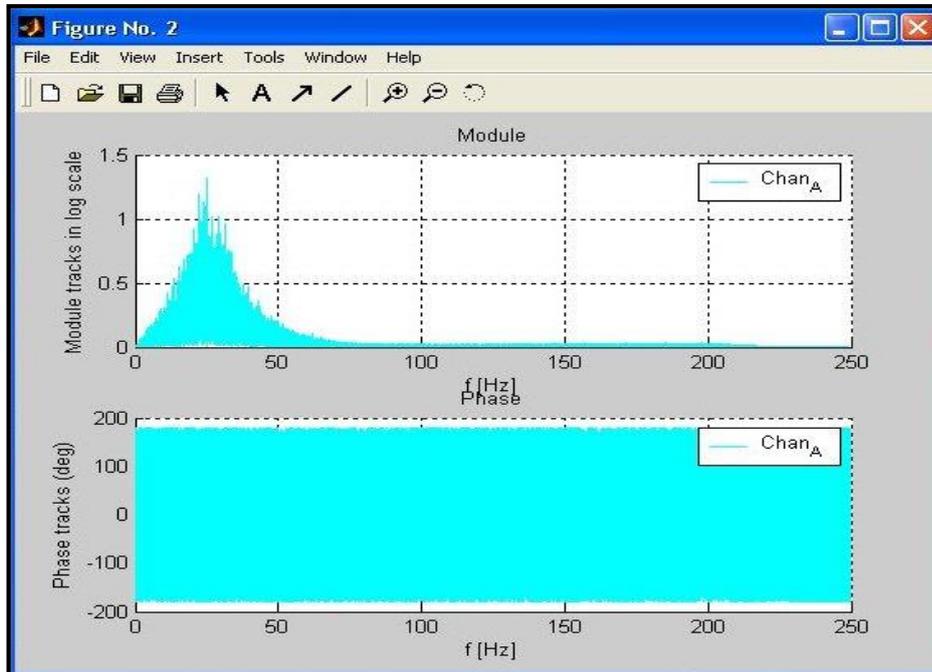
Anexo C9: Tarjeta de adquisición de datos del láser



Anexo C10: Representación de las señales de pilotaje



Anexo C11: Gráfico de la señal del canal A en el dominio del tiempo



Anexo C12: Gráfico de la señal del canal A en el dominio de la frecuencia

```

Cm3 - Notepad
File Edit Format View Help
File report generated by VIBROCALC

DATE: 2006/5/12
TIME: 11:33:26.187

This report is the result of spectral calculations
between Channel A and Channel B as a following form:
H(f)=Channel A(f)/Channel B(f)

SENSOR NAME:CM-3SENSOR SERIAL NUMBER:1164

SPECTRAL REPORT

USED METHOD: Modified Pwelch: tfemod

PARAMETERS:

      nfft          256
numoverlap          0

FREQUENCY          MODULE          PHASE
  [Hz]      [v/(m/s)]      [°]
0.01          23.31          -11.57
0.02           3.97          28.98
0.02           0.61          116.67
0.03           2.19          173.33
0.04           0.33           8.29
0.05           0.56          62.59
0.05           0.44          93.72
0.06           0.98          132.91
0.07           0.59          107.41
0.08           0.35           34.18
0.08           0.37          -14.90
0.09           0.41          -151.46
0.10           0.56          -106.57
0.11           0.64          -65.99
0.11           0.12          -65.51
0.12           0.26          -165.90
0.13           0.51          -47.93
0.14           1.08           -4.98
0.14           1.13          -99.52
0.15           0.77           30.16
0.16           0.24           49.45
0.17           2.35          120.56
0.18           0.22           56.90
0.18           1.74          -13.11
0.19           0.97           4.63
0.20           0.65          -40.49
0.21           0.61           36.06
0.21           0.42           -0.97
0.22           1.07           -7.38
0.23           0.59           31.16
0.24           0.86           17.90
0.24           0.86           -4.11
0.25           0.99           -1.43
0.26           1.09           7.74
0.27           0.52          -55.14
0.27           1.30          -44.20
0.28           1.07          -22.35
0.29           1.08          130.45
0.30           1.09           10.89
0.31           0.86           6.11
0.31           0.96          -11.13
0.32           1.86           -7.75
0.33           1.67          -16.96
0.34           1.64          -25.47
0.35           1.84          -27.53
0.37           1.45          -14.13

```

Anexo C13: Reporte final en formato TXT

ANEXOS D

Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale
Centro di Ricerche Sismologiche di Udine



**Taratura di sismometri modello LE-3D/5S
dell'Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia
INGV**



Rapporto redatto da: D. Zuliani, E. Diez
Il Direttore del Dipartimento CRS: Dr. E. Priolo

Emico Priolo

Rel. OGS-038/2012/CRS-003
13 marzo 2012



Anexo D1: Caso de estudio: Reporte técnico de calibración de la red INGV

OGS (Istituto Nazionale di Oceanografia e di Geofisica Sperimentale)
Centro di Ricerche Sismologiche di Udine



Taratura anno 2011 dei sismometri short-period della Rete Sismometrica del Friuli-Venezia Giulia.

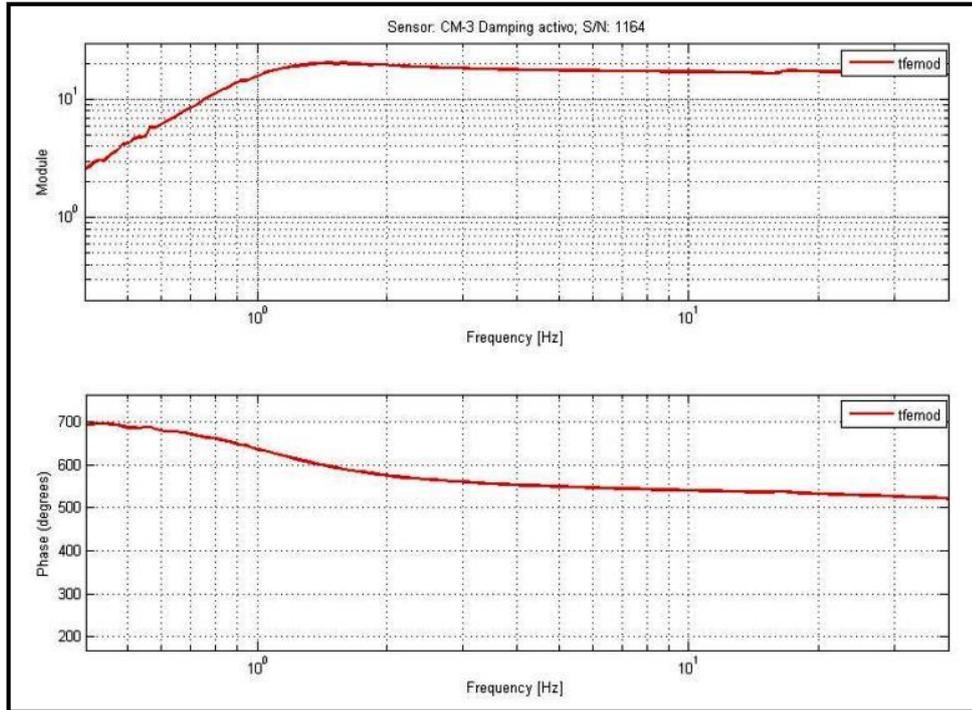


Rapporto redatto da: D. Zuliani, E. Diez
con contributi di: G. Duri, E. Del Negro, M. Bertoni, M. Plasencia, S. Urban
Il Direttore del Dipartimento CRS: Ing. P. Comelli

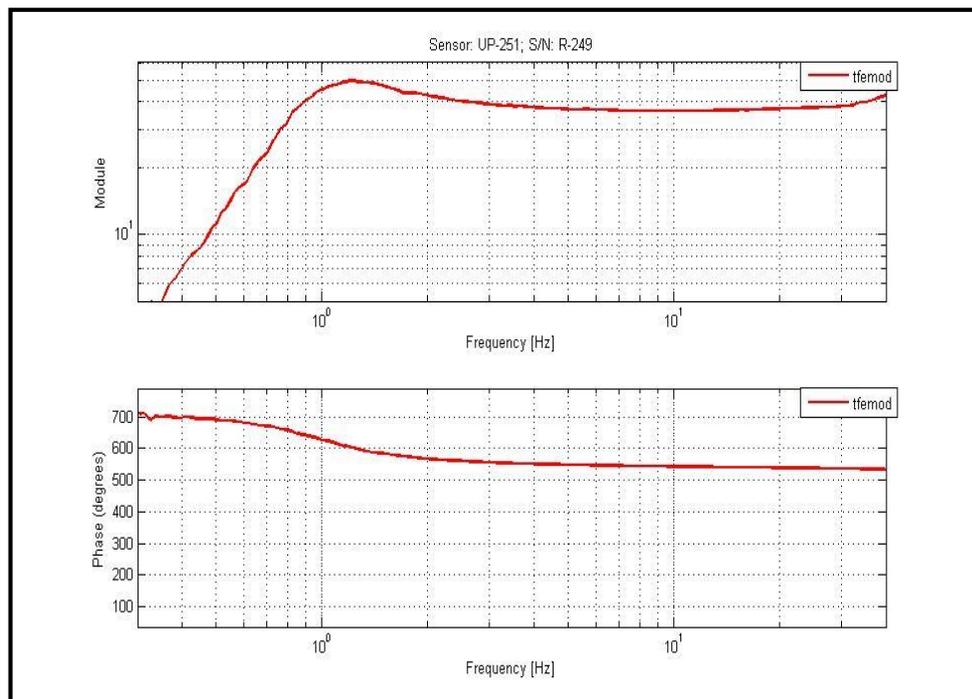
2012/7 CRS 2 INTA
dd. 23/2/2012



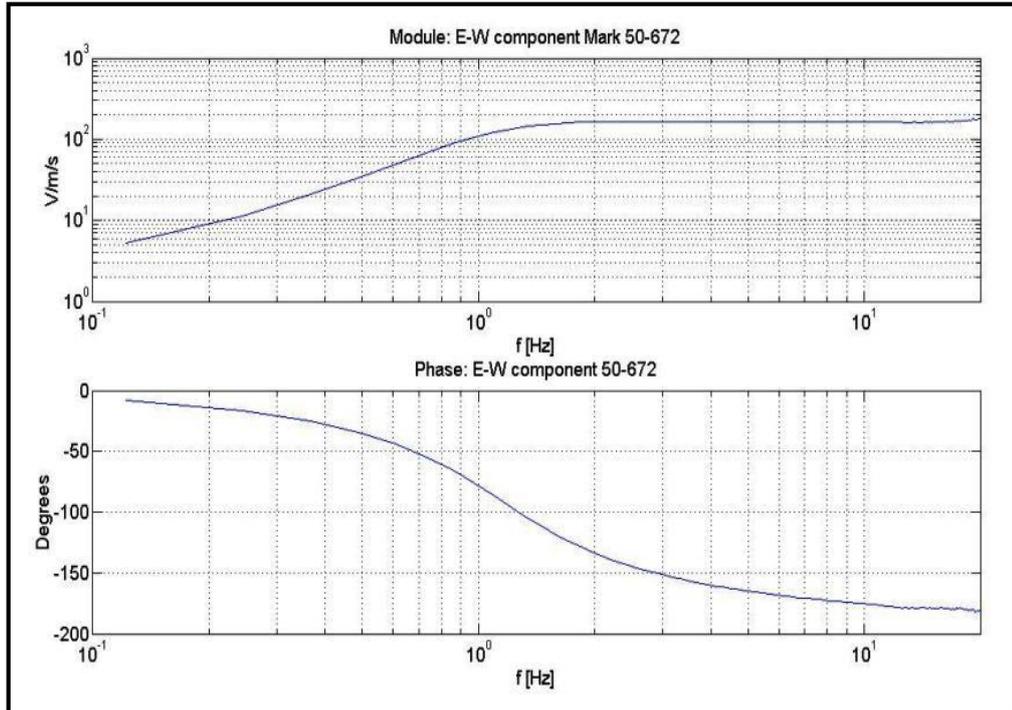
Anexo D2: Caso de estudio: Reporte técnico de calibración de la red CRS



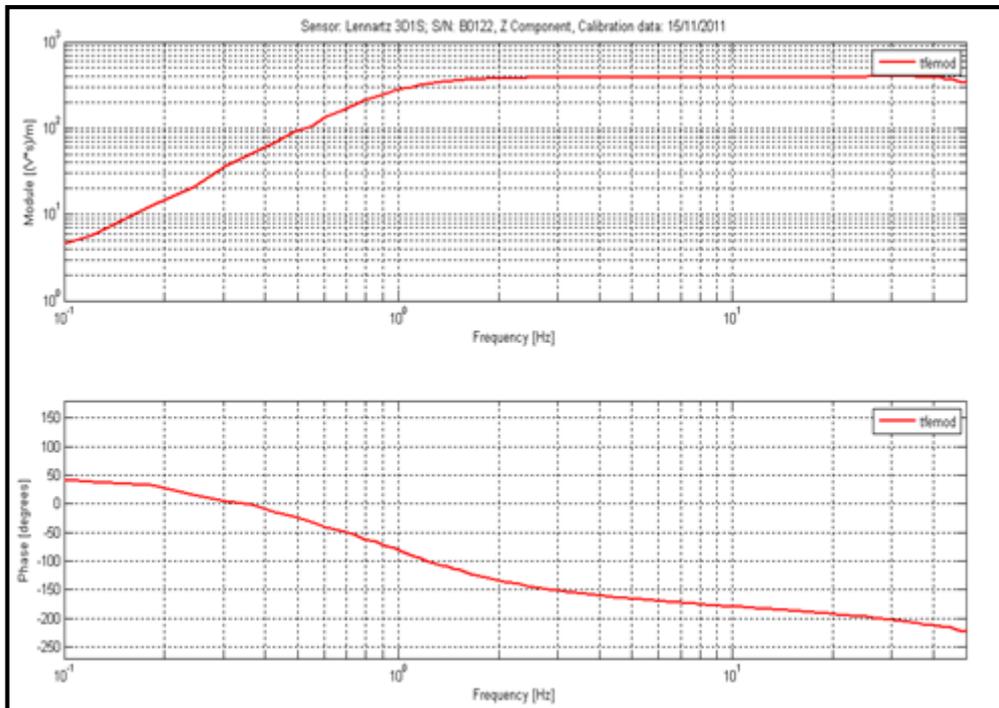
Anexo D3: Curva de calibración de un sismómetro de corto período SM-3



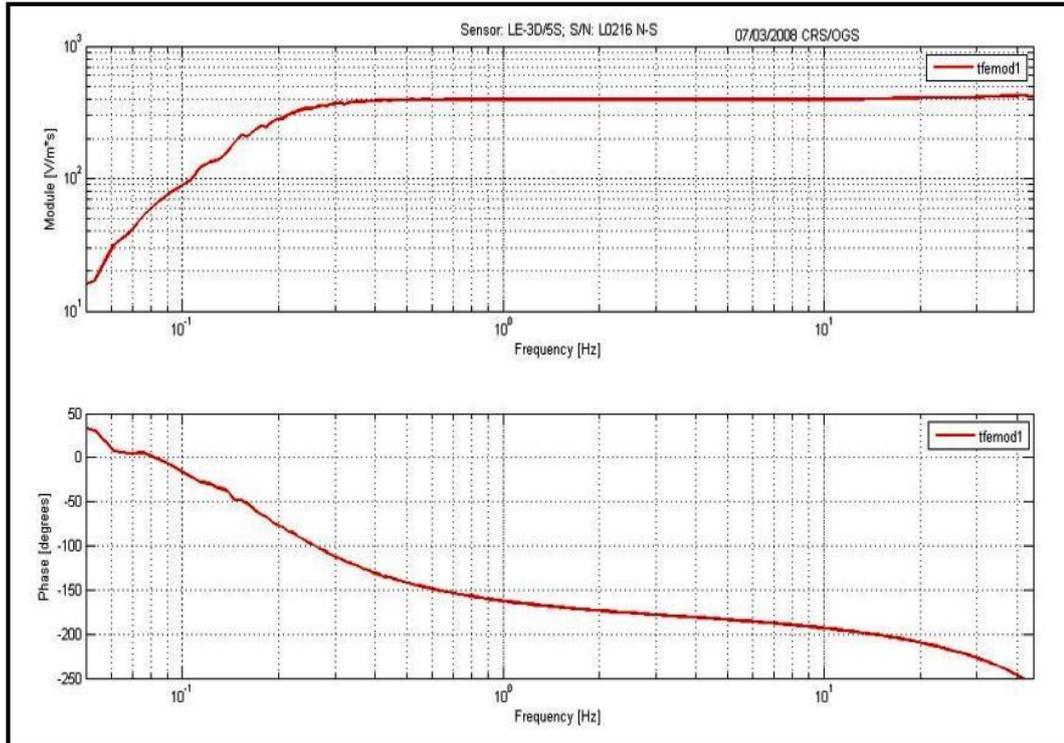
Anexo D4: Curva de calibración de un sismómetro de corto período UP-251



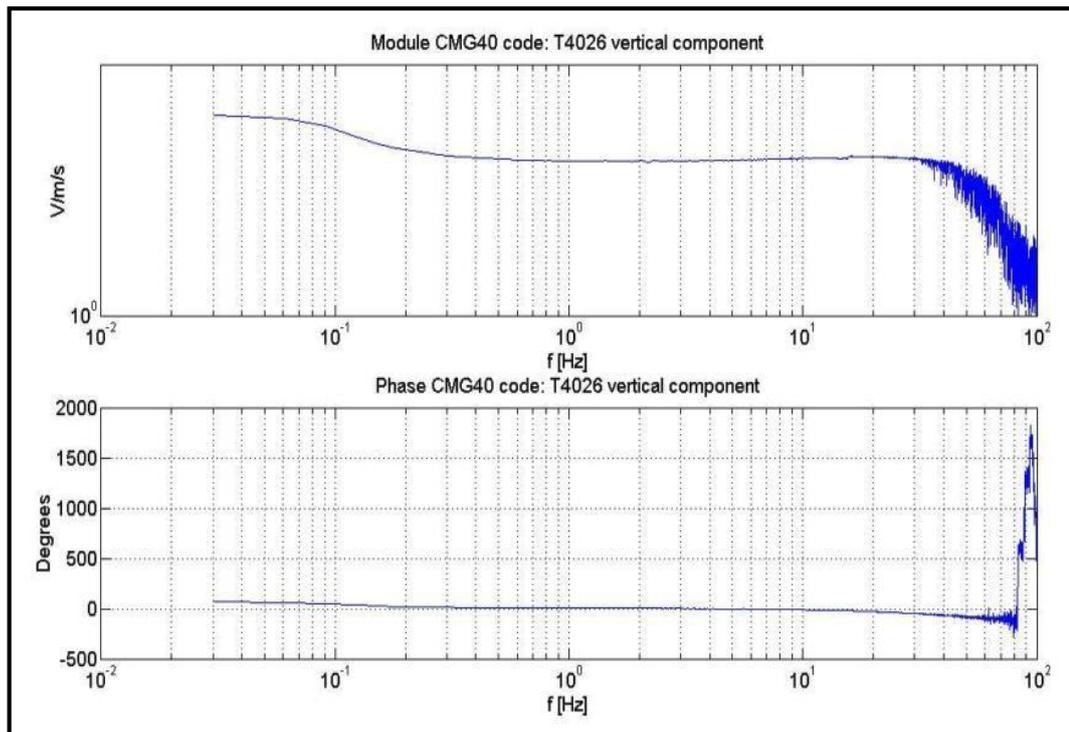
Anexo D5: Curva de calibración de un sismómetro de corto período Mark 50



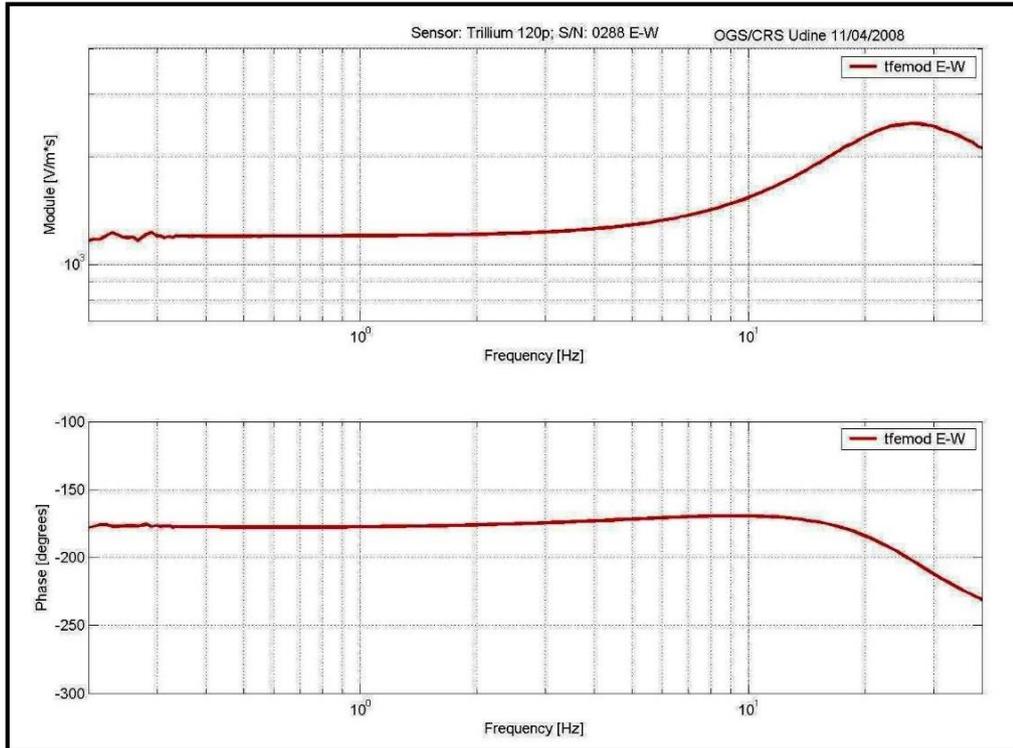
Anexo D6: Curva de calibración de un sismómetro de corto período Lennartz 3D-1s



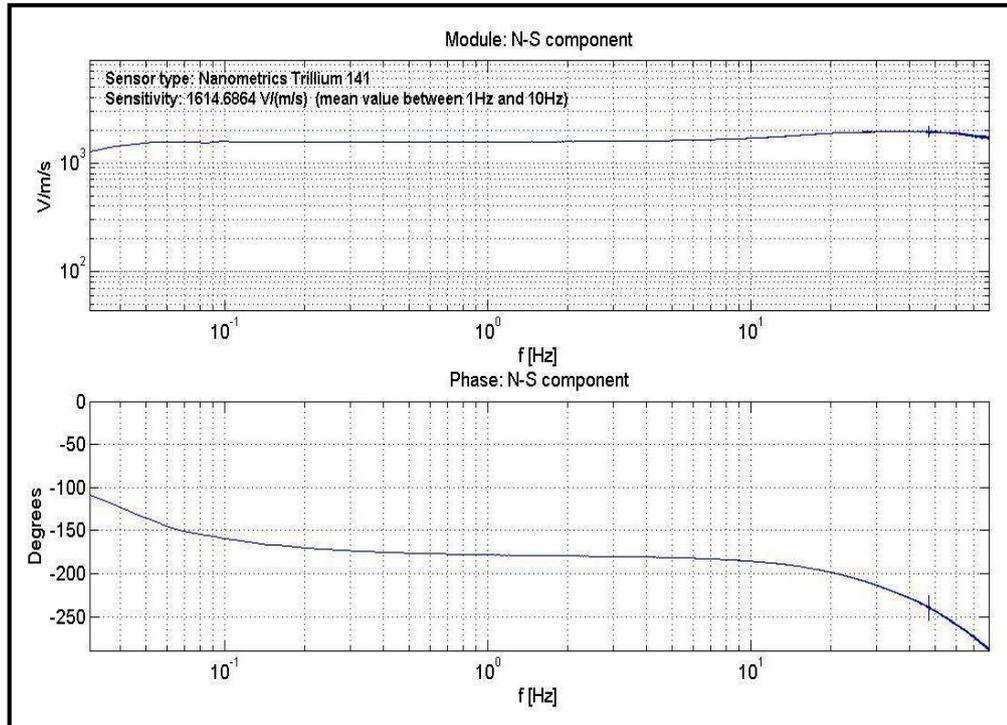
Anexo D7: Curva de calibración de un sismómetro Lennartz LE-3D/5s



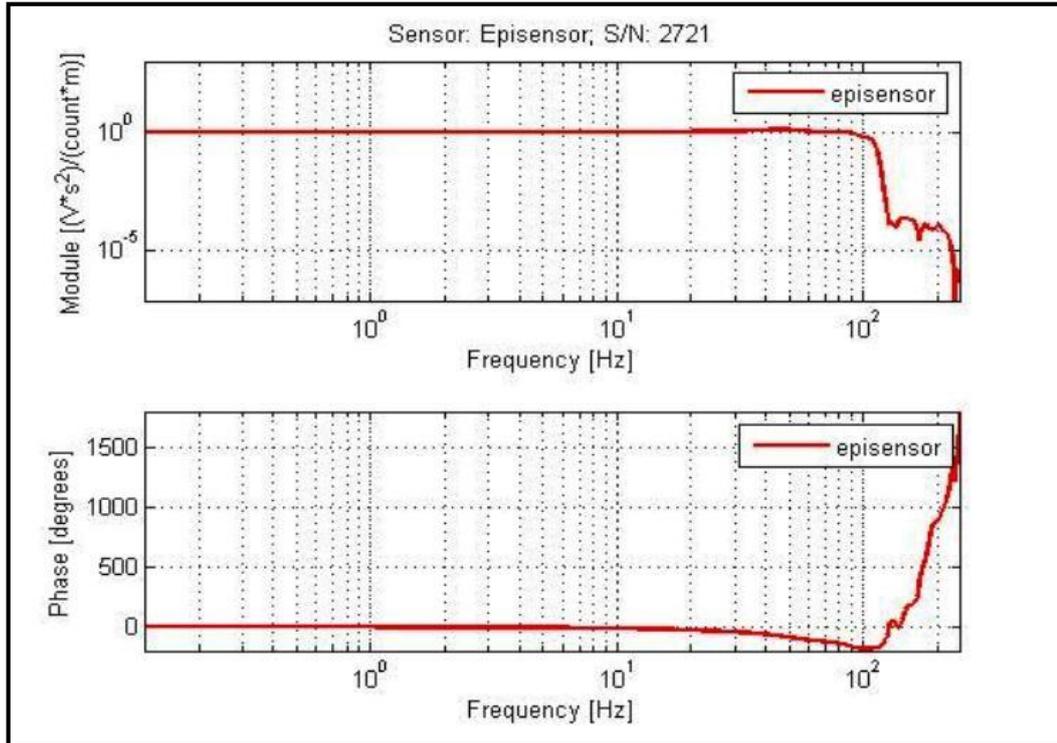
Anexo D8: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Guralp CMG40



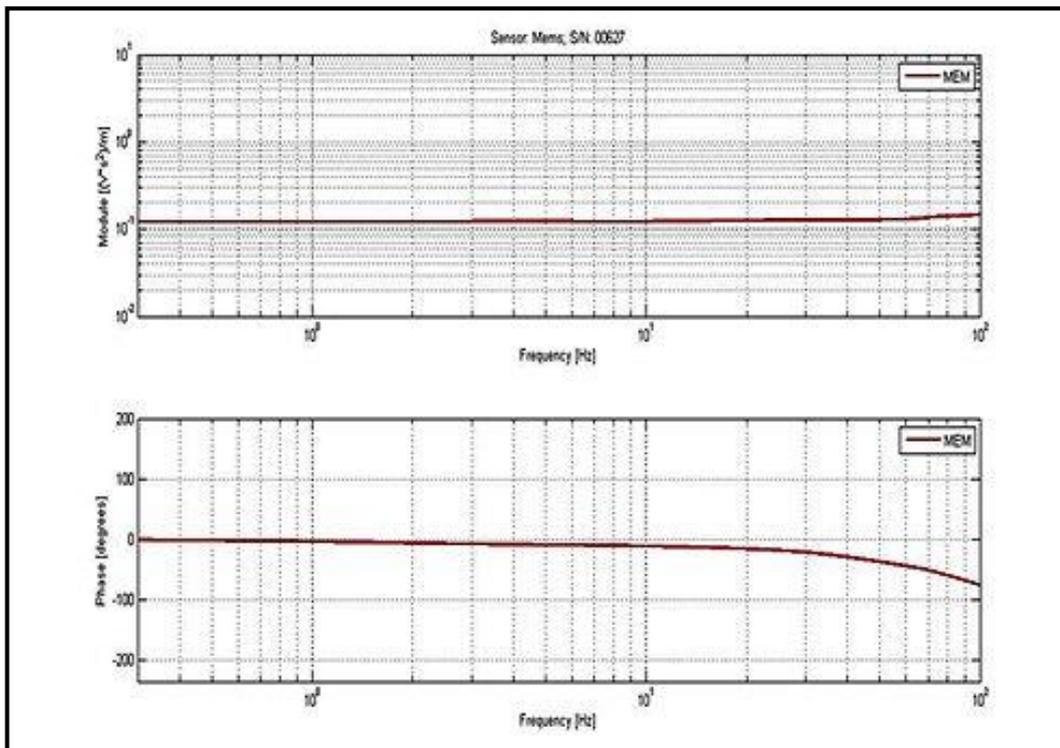
Anexo D9: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Trillium 120p



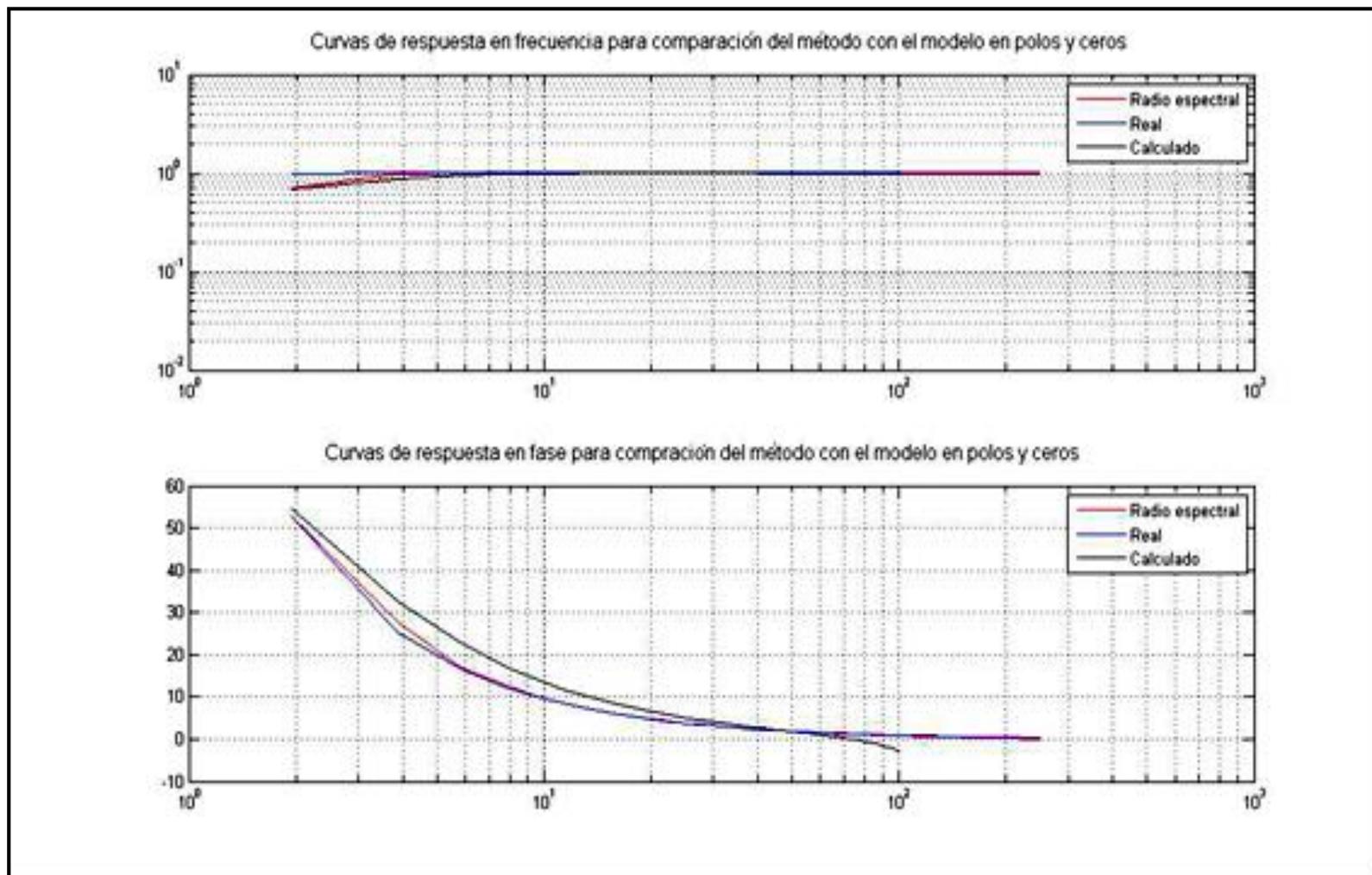
Anexo D10: Curva de calibración de un sismómetro de banda ancha Trillium 141



Anexo D11: Curva de calibración de un acelerómetro Kinemetrics Episensor



Anexo D12: Curva de calibración de un acelerómetro MEMS



Anexo D13: Curvas comparativas entre el método tfestimate y el patrón

Anexo D14: Tabla de comparación con patrón

Frec. (Hz)	Patrón Mód.G	Med. 1 Mód.G	Med. 2 Mód.G	Med. 3 Mód.G	Med. 4 Mód.G	Med. 5 Mód.G	Med. 6 Mód.G	Med. 7 Mód.G	Med. 8 Mód.G	Med. 9 Mód.G	Med. 10 Mód.G	EMC	ERCM (%)
0,06	28,01	28,23	29,4	28,9	28,72	30,34	29,01	30,3	29,21	28,07	30,53	0,867	5,384
0,07	40,78	40,28	42,76	41,34	40,41	42,4	41,95	42,92	40,59	40,14	42,61	1,085	3,196
0,08	58,39	57,39	56,99	60,57	57,41	55,52	58,47	54,09	56,37	58,98	55,72	2,167	3,711
0,09	75,45	74,89	72,55	78,07	73,82	75,2	71,24	74,03	71,85	76,15	70,05	2,840	3,764
0,1	87,82	87,93	86,01	90,56	88,64	89,16	82,15	86,07	82,44	84,75	82,72	3,375	3,842
0,2	281,79	283,35	280,42	292,31	280,83	283,99	272,66	278,51	273,89	274,12	272,27	6,532	2,318
0,3	368,69	368,11	362,64	380,68	351,03	370,66	361,58	367,42	366,02	363,02	364,12	7,802	2,116
0,4	385,27	382,38	384,8	394,55	376,88	385,16	381,56	384,56	385,31	385,43	383,04	4,284	1,111
0,5	394,67	391,46	390,16	403,45	385,21	394,58	393,79	396,01	397,33	391,64	394,63	4,648	1,177
0,6	394,55	391,93	393,25	404,08	389,92	395,59	395,26	397,82	399,12	395,23	396,17	3,963	1,004
0,7	395,75	392,61	394,13	404,72	391,72	396,33	396,97	399,17	400,79	396,22	397,23	3,890	0,983
0,8	396,66	393,93	395,59	406,01	393,75	397,69	399,09	400,79	402,32	397,78	399,13	4,097	1,033
0,9	397,27	394,38	396,46	406,61	395,29	398,19	400,17	401,67	403,18	398,73	399,73	4,145	1,043
1	397,22	394,56	397,03	406,27	396,03	398,12	400,43	401,87	403,36	399,46	400,25	4,188	1,054
2	397,41	394,86	397,47	406,58	397,41	398,45	401,67	402,44	404,11	400,06	401,02	4,471	1,125
3	396,96	394,54	397,72	405,79	397,93	397,93	401,21	401,97	403,56	400,51	400,64	4,462	1,124
4	397,03	394,45	397,79	405,82	398,16	397,99	401,23	401,81	403,62	400,42	400,63	4,414	1,111
5	396,26	393,83	397,92	405,06	398,12	397,21	400,44	401,12	402,83	400,71	399,78	4,547	1,147
6	395,88	393,28	398,43	404,49	398,64	396,75	399,98	400,59	402,21	400,97	399,15	4,598	1,161
7	395,88	393,07	398,53	404,41	398,8	396,52	399,64	400,38	401,86	401,03	398,98	4,504	1,137
8	395,35	392,95	399,25	404,32	398,91	396,16	399,43	400,06	401,55	401,13	398,56	4,849	1,226
9	395,85	393,15	399,68	403,63	400,47	396,55	399,33	400,09	401,76	401,52	398,39	4,599	1,162
10	395,78	393,17	400,75	404,18	402,04	396,35	399,22	399,76	401,56	401,75	398,09	4,936	1,247
15	400,98	397,38	396,78	407,57	392,91	400,69	402,36	403,89	405,03	401,99	401,14	4,087	1,019
20	405,02	401,97	399,47	410,71	395,06	405,55	405,99	406,88	408,66	401,98	403,66	4,476	1,105
25	409,93	403,45	397,33	408,69	399,98	407,45	404,32	404,51	408,79	398,45	400,07	7,738	1,887
30	410,01	408,82	398,05	403,15	398,86	405,7	402,26	400,58	407,78	400,18	401,79	8,069	1,968
35	411,02	409,56	400,65	401,11	402,56	410,73	405,91	402,55	410,09	398,84	401,11	7,905	1,923
40	413,83	414,68	400,42	401,48	410,81	415,42	407,59	405,64	413,27	400,48	405,94	8,316	2,009

Anexo D15: Tabla de valores para la evaluación tipo A de la incertidumbre

Frecuencia (Hz)	Medición 1 Módulo G	Medición 2 Módulo G	Medición 3 Módulo G	Medición 4 Módulo G	Medición 5 Módulo G	Medición 6 Módulo G	Media muestral \bar{x}	Incertidumbre Evaluación tipo A	Intervalo de confianza
0,10	4,68	4,88	4,94	3,47	5,56	3,52	4,50	0,312	± 0,80
0,20	15,41	15,73	13,78	12,88	14,99	13,22	14,33	0,446	± 1,14
0,30	37,32	38,23	34,04	35,49	33,88	36,91	35,97	0,668	± 1,71
0,40	61,79	62,84	62,73	57,75	63,67	60,15	61,48	0,816	± 2,09
0,50	95,54	97,17	99,04	93,43	99,06	97,59	96,97	0,810	± 2,08
0,60	135,99	138,63	138,78	133,34	138,44	139,27	137,40	0,857	± 2,20
0,70	173,59	176,29	179,44	169,93	177,92	177,52	175,78	1,294	± 3,32
0,80	221,82	225,27	220,98	217,09	218,95	226,85	221,82	1,380	± 3,54
0,90	251,56	254,40	259,30	260,41	256,54	259,52	256,95	1,288	± 3,31
1,0	287,62	290,43	288,41	282,86	285,03	285,50	286,64	1,007	± 2,58
2,0	403,16	403,46	410,65	405,27	403,32	409,10	405,82	1,216	± 3,12
3,0	415,60	414,43	415,96	415,35	417,97	419,37	416,44	0,689	± 1,70
4,0	416,39	415,36	423,98	415,36	419,99	421,45	418,75	1,341	± 3,44
5,0	418,25	416,99	426,77	416,42	418,91	420,94	419,71	1,417	± 3,64
6,0	419,13	417,26	425,09	416,48	418,22	421,40	419,59	1,186	± 3,04
7,0	419,68	417,92	423,98	415,38	421,02	421,64	419,93	1,121	± 2,88
8,0	419,40	417,45	423,33	416,52	420,38	422,92	420,00	1,037	± 2,66
9,0	419,59	417,88	424,66	416,89	420,80	421,33	420,19	1,030	± 2,64
10,0	419,16	418,29	423,96	416,07	420,98	421,23	419,94	1,017	± 2,61
20,0	420,74	422,77	420,13	417,55	418,49	420,97	420,10	0,695	± 1,78
30,0	421,05	422,74	424,23	417,50	418,27	420,16	420,65	0,959	± 2,46
40,0	421,09	422,78	424,46	417,60	418,07	420,54	420,75	0,988	± 2,53
50,0	420,04	422,88	424,52	425,43	420,75	421,83	422,57	0,787	± 2,02

$$u(\bar{x}) = \frac{s}{\sqrt{n}} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad \left(\bar{x} - t_{\alpha/2} \frac{s}{\sqrt{n}}; \bar{x} + t_{\alpha/2} \frac{s}{\sqrt{n}} \right)$$

Nivel del confianza del 99%

Valor de $t_{\alpha/2}$ para un nivel de confianza de 99% = 2,576

\bar{x} – Media muestral para n observaciones x_i

s^2 – Varianza muestral

$\sqrt{s^2}$ – Desviación típica muestral

$u(\bar{x})$ – Estimador de la incertidumbre tipo A