



MINISTERIO DE DEFENSA

REAL INSTITUTO Y OBSERVATORIO DE LA ARMADA

EN SAN FERNANDO

BOLETIN ROA

No. 2/2004

**ESTACIÓN SÍSMICA DIGITAL.
TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES.**

Antonio A. Pazos García

Foto Portada:
Fachada Edificio Principal del Real Instituto y Observatorio de la Armada.
(Siglo XVIII).



MINISTERIO DE DEFENSA

REAL INSTITUTO Y OBSERVATORIO DE LA ARMADA

EN SAN FERNANDO

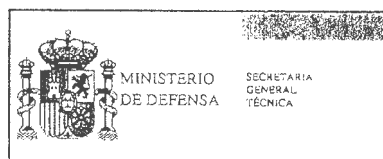
BOLETIN ROA

No. 2/2004

**ESTACIÓN SÍSMICA DIGITAL.
TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES.**

Antonio A. Pazos García

Edita:



NIPO: 076 04-059-6

ISSN : 1131-5040

Depósito Legal: CA 469-78

Imprime: Real Instituto y Observatorio de la Armada
San Fernando (Cádiz). Marzo 2004

Universidad de Cádiz.
Departamento de Física Aplicada.

**“ESTACION SÍSMICA DIGITAL.
TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES”.**

**Antonio A. Pazos García.
Septiembre, 2003.**

Dirigida por: Dr. Gerardo Alguacil de la Blanca, investigador del Instituto Andaluz de Geofísica y Prevención de Desastres Sísmicos, y Profesor titular de la Universidad de Granada.

Departamento de Física Aplicada.

UNIVERSIDAD DE CÁDIZ.

TESIS DOCTORAL

Autor: Antonio A. Pazos García.

Título: ESTACION SISMICA DIGITAL. TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES.

Director: Dr. Gerardo Alguacil de la Blanca, Investigador del Instituto Andaluz de Geofísica y prevención de Desastres Sísmicos del Observatorio de Cartuja, y profesor titular de la Universidad de Granada.

Tribunal:

Presidente: Dr. Agustín Udías Vallina.
Catedrático de Geofísica de la Universidad Complutense de Madrid.

Vocales: Dr. Manuel Catalán Pérez-Urquiola.
Profesor Colaborador Honorífico de la Universidad de Cádiz.

Dr. Ramón Ortiz Ramis.
Profesor de investigación del CSIC.

Dr. Diego Córdoba Barba.
Profesor titular de la Universidad Complutense de Madrid.

Secretaria: Dra. M^a José González Fuentes.
Profesora titular de la Universidad de Cádiz.

Se efectuó la defensa de la Tesis el día 20 de Febrero de 2004, obteniendo la calificación de:
APTO "CUM LAUDE" por unanimidad.



UNIVERSIDAD DE CÁDIZ
DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA

**“ESTACION SÍSMICA DIGITAL.
TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES”.**

**Memoria presentada por D. Antonio A. Pazos García
para optar al grado de Doctor.**

Dirigida por Dr. Gerardo Alguacil de la Blanca.
Investigador del Instituto Andaluz de Geofísica y
Prevención de Desastres Sísmicos, y profesor titular de la
Universidad de Granada.

Fdo: D. Antonio A. Pazos García
Puerto Real, Septiembre 2003.



GERARDO ALGUACIL DE LA BLANCA, INVESTIGADOR DEL INSTITUTO ANDALUZ DE GEOFÍSICA Y PREVENCIÓN DE DESASTRES SISMICOS Y PROFESOR TITULAR DE LA UNIVESIDAD DE GRANADA, ADSCRITO AL DEPARTAMENTO DE FÍSICA TEORICA Y DEL COSMOS EN EL AREA DE FÍSICA DE LA TIERRA.

AUTORIZA:

A D. Antonio A. Pazos García a presentar su Tesis Doctoral “Estación sísmica digital. Tratamiento digital de señales”.



Lo que firma, para cumplir la normativa vigente para la regulación del Tercer Ciclo de Estudios Universitarios, en Granada, a los veinticuatro días del mes de Septiembre de dos mil tres.



MARIA BEGOÑA TEJEDOR ALVAREZ, PROFESORA TITULAR DE LA UNIVERSIDAD DE CADIZ, ADSCRITA AL DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA, EN CALIDAD DE TUTOR DEL DOCTORANDO, DON ANTONIO ANGEL PAZOS GARCIA (32.634.972-L), VISTO QUE SE REUNEN LOS REQUISITOS PREVIOS A LA TRAMITACIÓN DE LA TESIS TITULADA “ESTACION SÍSMICA DIGITAL. TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES”, RATIFICA LA AUTORIZACIÓN EXPEDIDA Y FIRMADA POR EL DIRECTOR DE TESIS, DR. D. GERARDO ALGUACIL DE LA BLANCA.

Lo que firma, para cumplir la normativa vigente para regulación del Tercer Ciclo de Estudios Universitarios, en Puerto Real, a los veinticinco días del mes de Septiembre de dos mil tres.

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Begoña Tejedor". The signature is written in a cursive style with a large initial "B" and a long horizontal stroke.



A mi esposa, Lucia, y a mis dos hijos, Gabriel y
Diego, a los que tanto tiempo les he quitado.

Agradecimientos

Este trabajo resume la labor de investigación desarrollada a lo largo de estos últimos ocho años. Muchas son las personas que de alguna forma han impulsado todos mis esfuerzos y con las que me encuentro en deuda. Sirvan estas líneas para expresar mi agradecimiento.

En primer lugar, a mi director de tesis, el Dr. Gerardo Alguacil de la Blanca, por confiar en mí más que yo mismo, y por sus acertados comentarios que me han ido centrando en el camino adecuado.

A mi inmediato superior, Capitán de Fragata Jefe de la Sección de Geofísica, Dr. José Martín Davila que no dudó en ningún momento de mi capacidad y que me facilitó largas y fructíferas estancias en el Instituto Andaluz de Geofísica de Granada, donde he podido dedicarme de lleno, junto con mi director, a este trabajo.

A todo el personal del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando, institución a la que tengo el orgullo de pertenecer, por su apoyo incondicional. A su director C.N. D. Rafael Boloix Carlos-Roca que me ha facilitado en todo momento los medios y el tiempo necesario, allanándome el camino cuando ha sido necesario. En especial a mi apreciada Sección de Geofísica donde tantas “batallas” hemos librado. Quisiera destacar al técnico D. Antonio Peña García y al Marinero Profesional D. Juan Manuel Lugo Durán por la ayuda en el montaje de las tarjetas diseñadas y en los experimentos realizados, y al técnico informático D. Javier Gallego Carrasco por su colaboración en la programación de todo el sistema informático desarrollado bajo el entorno de LINUX.

A la Dra. María José González Fuentes, del Departamento de Matemáticas de la Universidad de Cádiz, por su ayuda en la comprensión de la transformada wavelet.

A todo el personal del Observatorio de Cartuja de Granada por su acogimiento y apoyo durante mis estancias en Granada.

A la Sección de Hora del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando por su colaboración en la sincronización de todo el sistema. En especial al Brigada Electrónico D. Luis Batanero Guerrero por su inestimable ayuda.

A todos mis compañeros de las campañas geofísicas en las que he participado, con los que he mantenido largas conversaciones y de los que he podido aprender mucho en muy diversos aspectos.

Finalmente a todos aquellos, familiares, amigos y compañeros, que me han motivado en todo momento, en especial en aquellos de bajo ánimo cuando por la mente circula la idea de “arrojar la toalla”.



Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología a través de los proyectos de investigación REN.2000-0777-C02-02 RIES (“Terremotos y deformación cortical en el Sur de España. Aplicación al riesgo sísmico”) y por el Ministerio de Defensa a través del proyecto MN8302 (“Estación geofísica automática”).



INDICE

Agradecimientos	xv
-----------------	----

INDICE	xix
--------	-----

CAPITULO 1: EXPOSICION DE MOTIVOS.

1.1. Introducción.	2
1.2. Las redes sísmicas.	4
1.2.1. Redes mundiales.	5
1.2.2. Redes regionales.	6
1.2.3. Redes locales.	7
1.3. La red sísmica del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando.	7
1.3.1. Breve reseña histórica.	7
1.3.2. Situación actual.	8
1.3.3. La red de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho.	10
1.4. Prototipo de estación digital de corto periodo y objetivos de la presente tesis.	11
1.5. Bibliografía.	13

CAPITULO 2: EL SENSOR.

2.1. Introducción.	16
2.2. Historia de la instrumentación sísmica.	16
2.3. Tipos de sensores y sus aplicaciones.	17
2.4. El sensor mecánico.	19
2.5. El sensor electromagnético.	20
2.5.1. Análisis de la respuesta en frecuencia.	22
2.5.2. Elección del amortiguamiento.	26
2.5.3. Efecto de una impedancia capacitiva.	29
2.5.4. Análisis en el plano complejo.	30
2.5.5. Elección de la resistencia y el condensador.	34
2.6. Margen dinámico.	38
2.7. Ancho de banda.	40
2.8. El circuito amplificador.	42
2.8.1. El preamplificador.	43
2.8.2. El filtro <i>antialiasing</i> .	45
2.9. La respuesta total del sistema.	47
2.10. El ruido del sensor.	48
2.10.1. Movimiento browniano.	49
2.10.2. Ruido Johnson.	50
2.10.3. Ruido de tensión en el preamplificador.	53
2.10.4. Ruido de corriente en el preamplificador.	54
2.10.5. El ruido total del sensor.	54
2.11. Bibliografía	58

CAPITULO 3: SISTEMA DE ADQUISICION: DISEÑO Y DESARROLLO.

3.1. Introducción.	62
3.2. Conversión analógico-digital.	63
3.2.1. Teorema de muestreo (discretización).	63
3.2.2. Muestreo práctico.	65
3.2.3. Cuantización o digitalización.	66
3.2.4. Ruido de cuantización.	66

3.3. El convertido A/D sigma-delta.	67
3.3.1. Sobremuestreo.	69
3.3.2. Filtros <i>antialiasing</i> FIR.	70
3.3.3. El convertidor CS5323/CS5322 de Crystal.	71
3.4. Adquisición de datos por el puerto paralelo.	73
3.4.1. El protocolo EPP.	74
3.4.2. La <i>interface</i> serie-paralelo.	76
3.4.3. El PC y los programas de control.	80
3.5. Sincronismo y base de tiempos.	83
3.6. La fuente de alimentación.	84
3.7. Bibliografía.	86

CAPITULO 4: LA RESPUESTA INSTRUMENTAL: PRUEBAS Y CALIBRACION.

4.1. Introducción.	90
4.2. Pruebas de funcionamiento del sistema A/D.	90
4.2.1. La tarjeta conversora A/D.	90
4.2.2. Pruebas de la <i>interface</i> paralelo y programas de adquisición.	93
4.2.3. Pruebas del sistema de sincronismo.	93
4.3. La calibración paramétrica.	95
4.3.1. Medida de la impedancia de carga RC-serie.	96
4.3.2. Medida de la frecuencia propia.	98
4.3.3. Medida del amortiguamiento.	101
4.3.4. Medida de la transductancia.	103
4.3.5. Medida de la amplificación.	104
4.3.6. Respuesta del sensor con impedancia de carga.	104
4.4. La bobina de calibración.	105
4.5. La calibración empírica.	107
4.6. Comparación de resultados y de los registros.	111
4.7. Bibliografía.	114

CAPITULO 5: TRANSFORMADAS INTEGRALES: FOURIER Y WAVELET.

5.1. Introducción.	118
5.2. La transformada de Fourier (FT).	118
5.2.1. La transformada discreta de Fourier (DFT).	119
5.2.2. División de la "DFT" en ventanas temporales (STFT).	120
5.2.3. Descomposición del plano tiempo-frecuencia.	121
5.3. La transformada wavelet (WT).	122
5.3.1. La transformada discreta wavelet (DWT).	124
5.3.2. Descomposición del plano tiempo-frecuencia.	127
5.3.3. Diagramas en árbol ("Wavelet Packets").	129
5.4. Aplicación a los registros sísmicos.	130
5.5. Bibliografía.	132

CAPITULO 6: TECNICAS DE FILTRADO DIGITAL.

6.1. Introducción.	136
6.2. Filtros lineales.	136
6.2.1. Filtros IIR clásicos.	138
6.2.2. Filtros FIR.	143
6.2.3. Filtros lineales con wavelets.	145
6.2.4. Filtros ecualizadores: ampliación del ancho de banda.	147
6.2.5. Filtrado de ruidos periódicos.	149
6.3. Filtros no lineales con wavelets.	150
6.3.1. Hard y Softthreshold.	151
6.3.2. Método de las estructuras coherentes.	152
6.3.3. Estructuras coherentes por niveles.	153

6.4. Reducción de “ <i>spikes</i> ”.	155
6.5. Comparación y resultados.	156
6.6. Bibliografía.	165

CAPITULO 7: ALGORITMOS DE DETECCION.

7.1. Introducción.	170
7.2. Algoritmos en el dominio del tiempo.	170
7.2.1. Algoritmos de medias móviles (STA/LTA).	170
7.2.2. Algoritmos basados en la demodulación compleja.	177
7.2.3. Algoritmos de envolvente.	179
7.2.4. Algoritmo basado en el sesgo y la curtosis.	181
7.3. Algoritmos basados en la transformada de Walsh.	183
7.4. Algoritmos basados en la transformada de Hilbert.	186
7.5. Algoritmos basados en la STFT.	188
7.6. Análisis de los resultados.	189
7.7. Bibliografía.	194

CONCLUSIONES.	197
----------------------	-----

ANEXO A) Lista de componentes.	201
---------------------------------------	-----



CAPITULO 1

EXPOSICION DE MOTIVOS

1.1.Introducción.	2
1.2. Las redes sísmicas.	4
1.2.1. Redes mundiales.	5
1.2.2. Redes regionales.	6
1.2.3. Redes locales.	7
1.3. La red sísmica del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando.	7
1.3.1. Breve reseña histórica.	7
1.3.2. Situación actual.	8
1.3.3. La red de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho.	10
1.4. Prototipo de estación digital de corto periodo y objetivos de la presente tesis.	11
1.5. Bibliografía.	13

1.1. INTRODUCCIÓN.

Algunos de los grandes desastres ocurridos en el mundo tienen su origen en la ocurrencia de grandes terremotos. Algunos de estos son de inmensas proporciones y el riesgo es continuo, aunque desigual, en todas partes del mundo.

El origen de los terremotos se encuentra asociado principalmente a los procesos tectónicos. La base de esta teoría surge a principios del siglo XX (aunque inicialmente no fue aceptada), cuando WEGENER publica su obra “La formación de los Continentes y Océanos” en 1915, donde expone la teoría de la deriva de los Continentes.

La tectónica de placas considera que la litosfera está dividida en varios grandes segmentos relativamente estables y de roca rígida, denominados placas, que se extienden por el globo como caparazones curvos sobre una esfera.

Existen 7 grandes placas y varias más pequeñas. Esta división se hace patente gracias a los levantamientos de la batimetría oceánica, quedando patente en la figura 1.1 donde se muestra la división actualmente aceptada de placas y el relieve del fondo marino.



Figura 1. 1 En la parte superior se muestra el límite entre las grandes placas actualmente aceptadas (figura tomada del U.S. Geological Survey) y en la inferior el relieve batimétrico del fondo oceánico.

La interacción entre placas debido a su movimiento conlleva una acumulación de esfuerzos y al superar la resistencia elástica de la roca se produce su fractura. La energía acumulada es entonces disipada en forma de calor e irradiada en todas las direcciones por medio de ondas elásticas.

Otro posible origen de los terremotos se debe a los volcanes, principalmente también asociados a los márgenes de placas, o los llamados "puntos calientes". La actividad volcánica genera fuentes sísmicas por mecanismos de fractura, por explosiones y relacionados con el transporte de magma y gases a presión por conductos de roca (Turcotte y Schubert, 2002).

Así mismo, las explosiones provocadas por el hombre, el llenado de presas, el tránsito de vehículos, etc., pueden generar la propagación de ondas por el interior de la tierra, siendo, en ocasiones, difícil distinguirlas de los sismos.

En la figura 1.2 se muestran los epicentros de los sismos de magnitud superior o igual a cinco ocurridos entre 1980 y 1990, poniendo nuevamente de relieve el origen tectónico de los terremotos.

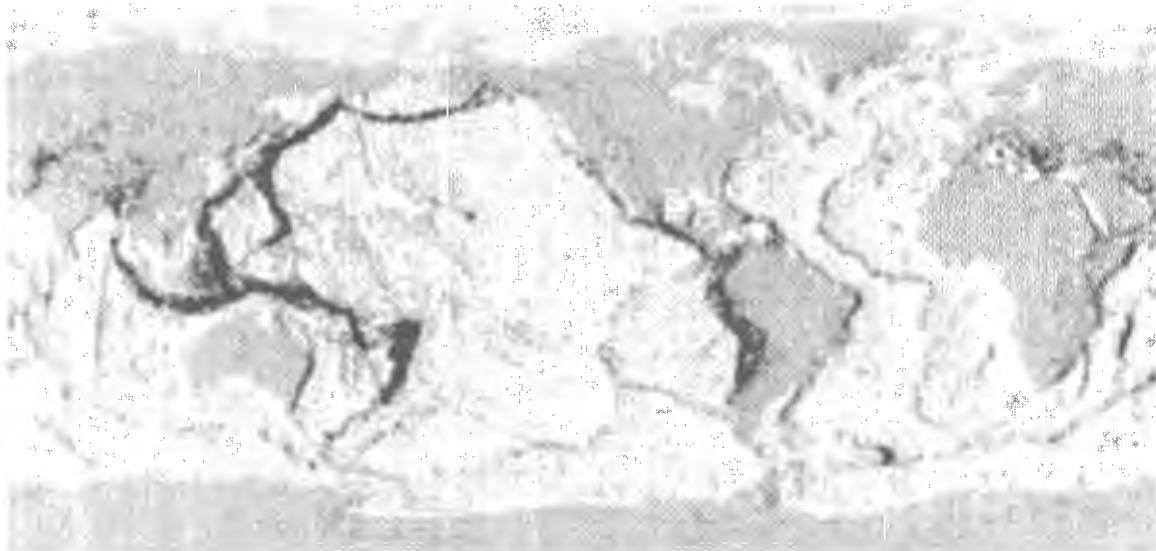


Figura 1. 2 Sismicidad mundial entre 1980 y 1990 (magnitud ≥ 5). Datos del National Geophysical Data Center/NOAA.

Como puede apreciarse en la figura, los epicentros se concentran en los límites de las placas. Tan sólo el 10% se localizan en zonas alejadas de los mencionados límites.

Sin embargo, el límite entre las placas Euroasiática y Africana no se encuentra bien definido en el sur de España (Dogan Seber, 2001). Mézcua et al. (1991) señala que el límite no se encuentra claramente definido en las proximidades de Gibraltar. Fonseca y Long (1991) señalan la gran complejidad de la zona, destacando especialmente el SW de la Península.

Este difuso límite de convergencia entre las placas Euroasiática y Africana en el Mediterráneo Occidental se encuentra asociado con una zona sísmica de más de 300 kilómetro de ancho (Galindo-Zaldívar et al., 1999).

En la figura 1.3 se muestra la sismicidad registrada en el Sur de la Península Ibérica entre los años 1980 y 1999.

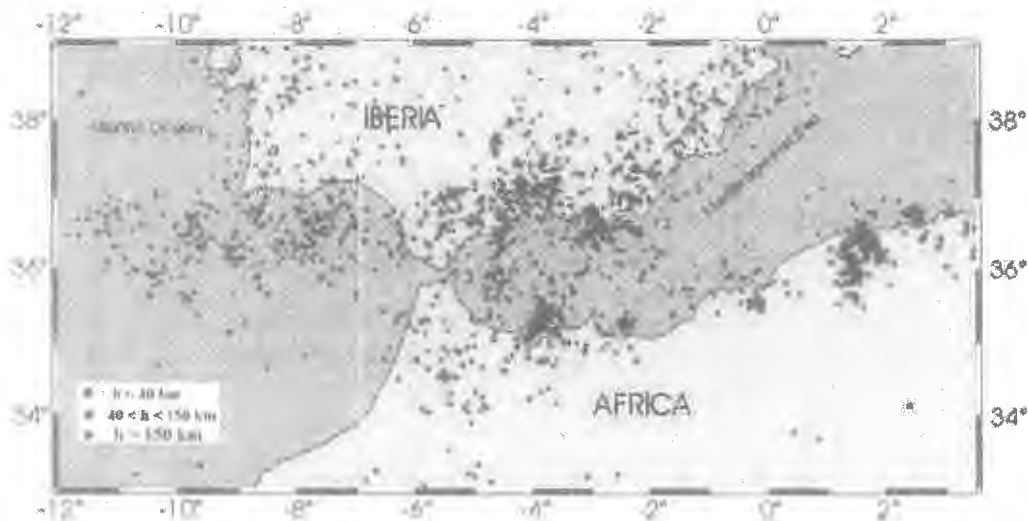


Figura 1.3 Distribución de epicentros con magnitud mayor que 3.5, ocurridos en el periodo entre 1980 y 1999 (Datos I.G.N.). En rojo se muestran los superficiales ($h < 40$ Km.), en verde los intermedios ($40 < h < 150$ Km.) y en azul los terremotos profundos ($h > 150$ Km.).

En esta compleja región, la sismicidad se caracteriza por la ocurrencia de grandes terremotos superficiales en la parte occidental y oriental del Estrecho, mientras que en la región central presenta una sismicidad moderada de magnitud inferior a 5 (Buforn y Bezzeghoud, 2001).

La presencia creciente de instrumentación sísmica en la zona (ampliación de la red sísmica del Observatorio y del Estrecho, la ampliación de la red sísmica de Andalucía del Observatorio de la Cartuja de Granada, la red de Almería, Alicante), el reciente despliegue de estaciones de Banda Ancha y la integración de redes GPS permanentes y temporales, permitirán mejorar la información sobre las estructuras y la geodinámica de la zona.

1.2. LAS REDES SISMICAS.

Hasta la década de los sesenta la observación sísmica se basaba en estaciones individuales que operaban independientemente con registro fotográfico o similar. Algunas de estas estaciones operaban de forma conjunta remitiendo sus registros a un mismo centro en el que se efectuaba el análisis.

En este sentido aparece el concepto de Red Sísmica, aunque el retardo desde que se producía el registro hasta que la información podía ser procesada conjuntamente era considerable.

Pero en la actualidad, el concepto de Red Sísmica se encuentra asociado al denominado “tiempo real”, es decir, la recepción y procesado de datos cuasi-instantáneos.

A partir del sesenta se despliega la red sísmica mundial WWSSN, gracias al desarrollo de la instrumentación sísmica, y utilizando sismógrafos amortiguados electromagnéticamente tipo Willmore (Willmore, 1961). Este tipo de sensores continúa siendo ampliamente utilizado en las estaciones de corto periodo.

En la década de los ochenta, el avance en la instrumentación se centra en la ampliación del ancho de banda. Melton y Kirkpatrick (1970) desarrolla un sismómetro triaxial simétrico, Burke et al (1970) presenta un sistema digital de banda ancha, Wielandt y Streckeisen (1982) y Wielandt y Steim (1986) diseñan un sismógrafo de banda ancha con respuesta plana en velocidad.

En España, la sismología instrumental nace en 1889 con la instalación en el Real Instituto y Observatorio de la Armada de San Fernando (ROA) del péndulo número 6 del profesor Milne. Desde entonces se ha encontrado en constante evolución, creciendo considerablemente el número de Observatorios con sismógrafos.

En las últimas décadas, la instrumentación sísmica en España ha progresado considerablemente, no sólo en número de estaciones sino también en calidad, siendo desplegadas un número elevado de estaciones de Banda Ancha, y que continúa en aumento.

Los tres grandes objetivos de las redes sísmicas son: la evaluación del riesgo sísmico, la vigilancia sísmica y el conocimiento del interior de la Tierra.

El concepto de red sísmica es bastante amplio, desde las redes mundiales (como por ejemplo GEOFON, IRIS, WWSSN) dedicadas al registro de la sismicidad de forma global, hasta pequeñas redes desplegadas para estudios muy concretos, como por ejemplo el estudio de la sismicidad inducida por un embalse.

1.2.1. REDES MUNDIALES.

A finales del siglo XIX aparece la primera red Mundial, siendo el impulsor el profesor Mr. J. Milne a través de la Sociedad Británica de las Ciencias (figura 1.4).

En 1960 se crea el programa VELA-UNIFORM con fondos de los Estados Unidos. Dentro de este programa se crea la red mundial WWSSN (World-Wide Standard Seismograph Network), proporcionando una red mundial de fácil acceso, siendo modelo de referencia para las actuales redes mundiales (Agnew, 2002).

Las actuales redes mundiales (IRIS, GEOFON, FDSN, entre otras) se basan en las denominadas “Redes virtuales”, y están integradas por cientos de estaciones de Banda Ancha pertenecientes a instituciones de muy diversos países. Así, es frecuente encontrar que una misma estación se integre en varias redes a la vez, ya que en la mayoría de los casos los centros responsables intercambian la información de forma automática.

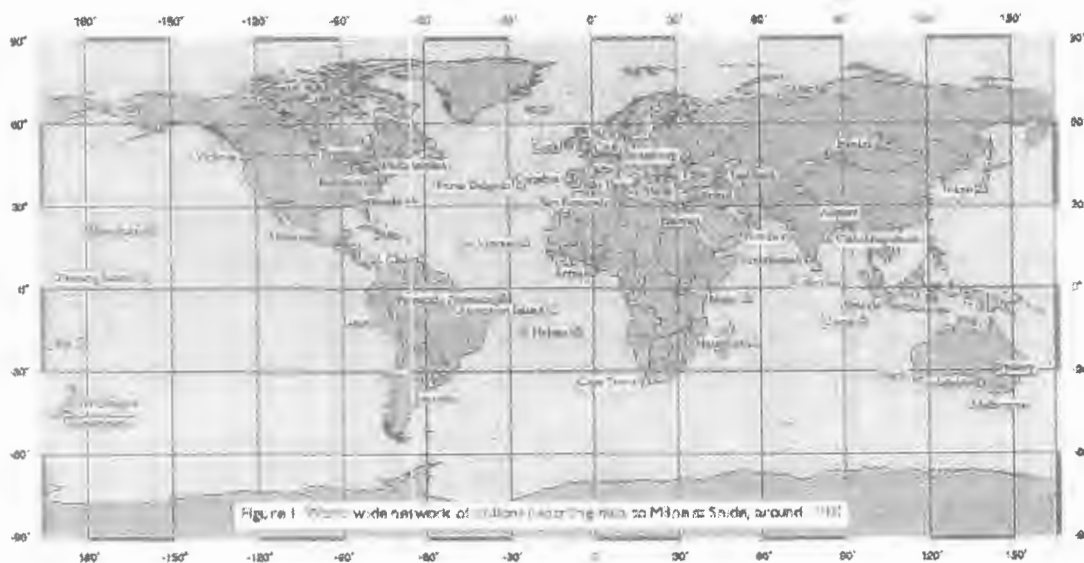


Figura 1. 4 Red mundial de sismógrafos Milne-Shide organizada por la asociación Británica de las Ciencias. Distribución de estaciones en 1910.

Ottmøller y Havskov (1999) definen “red virtual” como un sistema que enlaza cualquier número de nodos de forma conjunta en una red encargada de recoger los datos y detectar eventos, entendiendo como “nodo” cualquier ordenador con capacidad de comunicaciones que den acceso a los parámetros sísmicos y/o a las formas de ondas. En este sentido, una red virtual puede ser considerada como un simple ordenador que enlaza con diversos nodos, los cuales son elegidos según el propósito de la red.

En la actualidad estas redes se dedican principalmente a la vigilancia macrosísmica (Magnitud superior a 5) creando bases de datos mundiales (no sólo con parámetros epicentrales sino también incluyendo las formas de ondas) fácilmente accesibles por Internet.

1.2.2. REDES REGIONALES.

Las redes regionales se diferencian de las redes mundiales no sólo en cuanto a su extensión, sino también en cuanto al número y tipo de estaciones desplegadas.

Gomberg (1995) las define como un *array* compuesto por 10-100 estaciones sísmicas, normalmente operadas por una única institución y cubren áreas que se extienden entre varias centenas a cientos de kilómetros de diámetro, teniendo en común la recogida y análisis de datos.

Normalmente se despliegan dentro de un mismo país, aunque existen redes de grandes dimensiones internacionales (pe. MEDNET y ORPHEUS, que se ajustan a la definición de Red Virtual), cuya área de influencia abarca una gran extensión común (varios miles de kilómetros) y se componen de estaciones de otras redes que se asocian integrándose en estas “Macro-redes”.

1.2.3. REDES LOCALES.

Las redes locales tienen un área de influencia pequeña, menos de 100 kilómetros, y se despliegan con objetivos muy específicos. Normalmente son temporales (Red del Cabril, Red TEDESE desplegada alrededor del Mar de Alborán en Septiembre de 2000), aunque existen otras permanentes como la red del Observatorio y red del Estrecho.

1.3. LA RED SÍSMICA DEL REAL INSTITUTO Y OBSERVATORIO DE LA ARMADA EN SAN FERNANDO.

El Real Instituto y Observatorio de la Armada (ROA) se crea en 1753 en Cádiz, bajo el seno de la Academia de Guardias marinas, y es trasladado a la Isla de León (San Fernando) en 1798 como centro independiente.

Sus orígenes astronómicos fueron ampliándose hasta la actualidad, a medida que en España se introducía nueva instrumentación. En numerosos campos, como en la sismología y el seguimiento de satélites artificiales puede ser considerado pionero en España. Actualmente se organiza en 4 Secciones (Departamentos) de investigación: Astronomía, Efemérides, Hora y Geofísica.

1.3.1. BREVE RESEÑA HISTORICA.

El primer sismógrafo instalado en España data de 1898, cuando en el Observatorio de San Fernando se pone en funcionamiento el péndulo número 6 de Mr. Milne (figura 1.5). Se trataba de un péndulo horizontal con periodo de 18 segundos, y formaba parte de la primera red mundial creada por la Asociación Británica (ver figura 1.4 sobre la configuración de la red Milne y Shide en 1910).

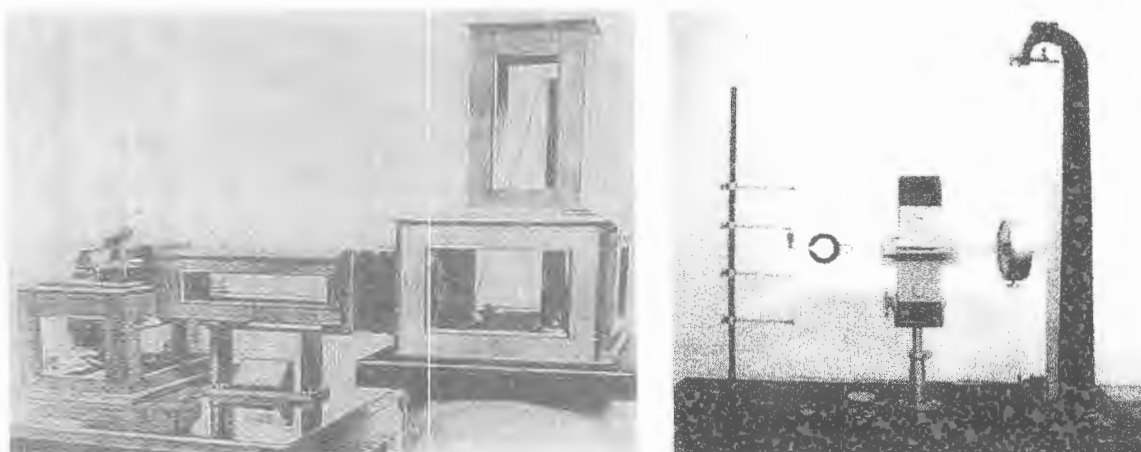


Figura 1. 5 A la izquierda se muestra una fotografía del péndulo de Mr. Milne. A la derecha una componente horizontal del seismómetro Alfani (reconstruido en el ROA).

Posteriormente, en 1909, se adquiere uno propio (Péndulo horizontal Milne de 20 segundos y 4mm por minuto de desarrollo de registro), completándose así el registro de las componentes horizontales.

Pero además, también se diseñan y construyen péndulos en sus talleres. Así en 1912 se construyen e instalan dos péndulos horizontales bifilares "Graíño" (tipo Mainka de 25 y 13 segundos) y en 1921 se construye uno vertical de registro mecánico (100 Kg. de masa, 2 segundos de periodo y amplificación de 280), instalándose en 1922.

En 1933 se adquieren 3 sismógrafos Alfani (N-S, E-W y Vertical), cuya componente vertical se encuentra en reconstrucción en los talleres del ROA (la figura 1.5 derecha muestra una de las componentes horizontales ya reconstruida).

Entre los años 1945 y 1966 la observación sísmica estuvo suspendida debido a un problema de corrimiento de tierras en la sala de sismógrafos, situada en la sala Este actualmente demolida.

En 1966 se instalan 3 péndulos Sprengnether propiedad del I.G.N., siendo los dos horizontales de periodo intermedio y el vertical de corto periodo. Posteriormente, en 1970 se sustituyen por una nueva estación propia integrada por 3 péndulos Sprengnether de largo periodo y que continúan en funcionamiento.

En 1970 se instala un péndulo vertical Benioff de corto periodo (1 segundo).

En 1978 se instala una estación de corto periodo (vertical) en la isla de Alborán que posteriormente se integra en la Red telemétrica de corto periodo del Observatorio, desarrollada en 1986 y basadas en el diseño efectuado por Alguacil (1986) para la red RSUG.

Entre 1986 y 1987 se despliega la Red sísmica telemétrica de corto periodo del Estrecho de Gibraltar, integrada por cinco estaciones de campo, cuya finalidad es el estudio de la viabilidad de un enlace permanente entre España y Marruecos. Esta red se desplegó con la colaboración del I.G.N., la compañía SECEG, S.A. y el Real Instituto y Observatorio de la Armada (ROA).

A finales de la década de los noventa comienza el despliegue, conjuntamente con la Universidad Complutense de Madrid (UCM) y en colaboración con el GFZ de Alemania, de la Red de estaciones de Banda Ancha ROA/UCM. En estas mismas fechas, se despliega la red de acelerómetros de la Bahía de Cádiz en colaboración con la UCM.

1.3.2. SITUACION ACTUAL.

El ROA mantiene una larga tradición en el campo del registro sísmico. En la actualidad cuenta con una estación de Largo periodo de 3 componentes Sprengnether, la Red de corto periodo del ROA y red del Estrecho (que operan conjuntamente), la red de acelerómetros de la Bahía de Cádiz y la Red de Banda Ancha (VBB) ROA/UCM.

En la figura 1.6 se puede ver el despliegue de las redes de Banda Ancha ROA/UCM y la red de corto periodo.

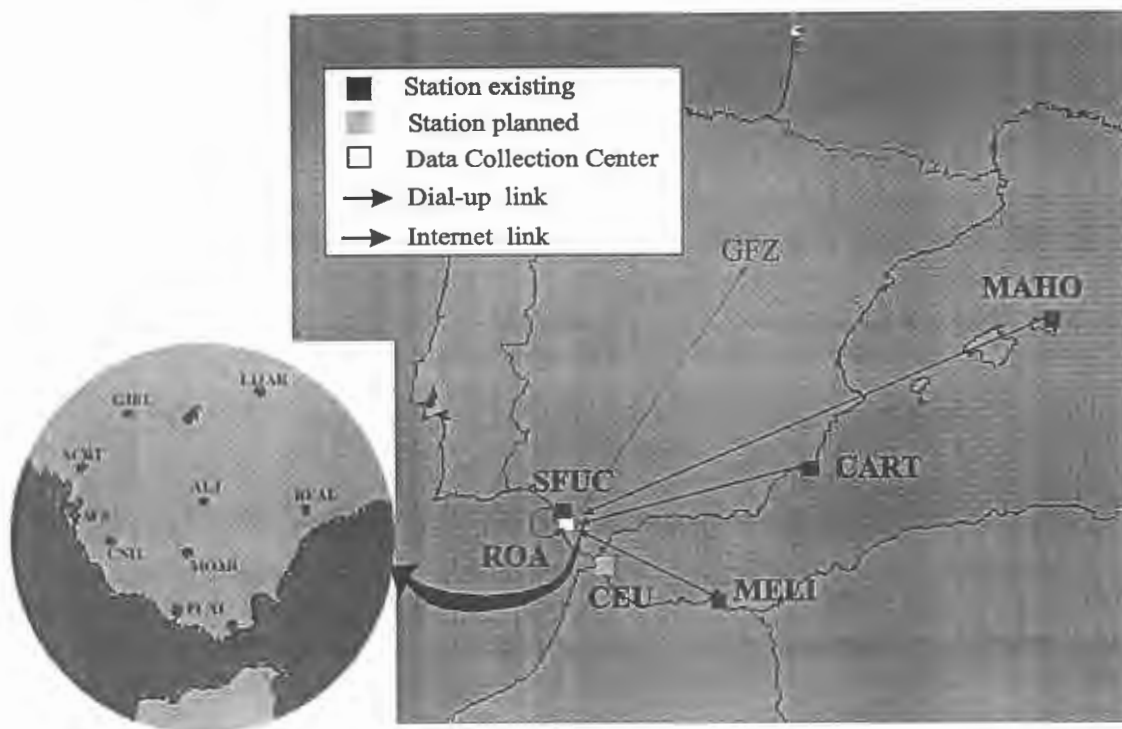


Figura 1. 6.- Red de Banda Ancha ROA/UCM y detalle (en el círculo) de la red telemétrica de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho. La red de Banda Ancha se encuentra integrada en la red mundial GEOFON con enlace en “Near Real Time” indicando por flechas el flujo de datos hacia los centros de registro y distribución.

En rojo: las estaciones operativas. En amarillo: las planeadas. En verde: las estaciones de la red de corto periodo actualmente fuera de servicio.

La red de estaciones VBB ROA/UCM (Buforn et al. 2002) se encuentra compuesta de cuatro estaciones de banda ancha con sensores STS-2 Streckeisen, sistema de adquisición Quantierra con una resolución de 24 bits reales conectadas en tiempo cuasi-real al centro de registro y distribución situado en el ROA. Esta red se empezó a desplegar en el año 1996 (con la instalación de la estación SFUC), y desde sus inicios se integró en la Red Mundial de estaciones de Banda Ancha GEOFON y registra en continuo los canales BH* (20mps), LH (1mps), VH* (0.1 mps), y por disparo (nivel umbral) el canal HH* de 100 mps.

La Red de acelerómetros de la Bahía de Cádiz está formada por tres acelerómetros Kinometrics SSA-2 modificados para un fondo de escala de 0.5 g. Estos equipos registran en 12 bits por nivel umbral del 1% del fondo de escala, es decir a partir de 0.005 g.

Por último la red de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho, que describiremos con más detalle en el siguiente punto, compuesta por un total de nueve estaciones desplegadas en la provincia de Cádiz como se muestra en la figura 1.6.

1.3.3. LA RED DE CORTO PERIODO DEL OBSERVATORIO Y RED DEL ESTRECHO.

Como acabamos de mencionar, la red telemétrica de Corto Periodo se encuentra formada por estaciones propias del Observatorio y algunas de la red del Estrecho, de la que ya hemos hablado en el punto 1.3.1. Todas ellas (figura 1.6) operan de forma integrada, con telemetría analógica hasta la estación Central, ubicada en la sala de Sismógrafos del ROA, donde las señales se convierten a forma digital, a la vez que se mantiene el registro analógico sobre papel (figura 1.7).



Figura 1. 7: Estación Central en la sala de Sismógrafos del Real Instituto y Observatorio de la Armada. Al fondo se aprecia el registro de las 3 componentes del sismógrafo de largo periodo Sprengnether. En el centro, los tambores de registro de la red de corto periodo (8 canales, 2 por tambor) y la electrónica asociada. A la derecha de la figura se aprecia el ordenador de adquisición implementado algoritmos de detección tipo STA/LTA.

La estación de campo está formada por un sensor vertical Mark L4-C (5500 Ω), a excepción de "REAL" que tiene 3 componentes, la tarjeta electrónica (que contiene los amplificadores, el filtro *antialiasing* y el oscilador controlado por tensión, VCO) y el equipo transmisor UHF/VHF que envía los datos en FM (frecuencia modulada). La alimentación eléctrica es proporcionada por baterías recargadas por paneles solares. Prian et al (1992) presentan el mapa de la configuración original de la red y el diagrama de bloques de las estaciones de campo.

Las señales recibidas de las diversas estaciones son convertidas a digital en la estación Central con resolución de 12 bits (72 dBs), siendo la frecuencia de muestreo de 100 mps.

Este tipo de redes se diseñan para el estudio local de los microterremotos, pudiéndose utilizar en sismología tridimensional para determinar la estructura detallada alrededor de una falla o sistema de fallas (Alguacil, 1986).

Como se explicará en el capítulo 2, las estaciones de corto periodo presentan una respuesta en frecuencia plana que se extiende desde algo más de 1 Hz (frecuencia de corte debida al periodo natural del sensor) hasta los 100 Hz., donde comienza un decaimiento a razón de 20 dB/década debido al efecto del polo introducido por la bobina. Usualmente la respuesta se recorta hasta los 35-60 Hz., en función de la velocidad de muestreo (frecuencia de diseño del filtro *antialiasing* analógico o digital).

1.4. PROTOTIPO DE ESTACION DIGITAL DE CORTO PERIODO Y OBJETIVOS DE LA PRESENTE TESIS.

Con la proliferación de estaciones sísmicas VBB, a finales de los 90 todo apuntaba hacia una paulatina desaparición de las redes locales de corto periodo, pues tanto el ancho de banda como el rango dinámico de las estaciones VBB superan ampliamente las características de las estaciones de corto periodo (SP), aunque pronto se demostró la vigencia de las redes SP para estudios locales.

Por otro lado, los rápidos avances en la telefonía (tanto móvil como satélite y fija), el abaratamiento de costes y los vertiginosos avances en Internet, pusieron en tela de juicio la telemetría radio y especialmente la analógica.

Finalmente, el rápido despliegue de la constelación de satélites GPS, a raíz del conflicto del Golfo Pérsico, permitió la sincronización temporal desde cualquier punto de la geografía con una alta precisión.

Por todas estas razones, se diseñó un prototipo de estación digital de corto periodo para reemplazar las estaciones de la red telemétrica de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho, objeto de la presente tesis.

Los objetivos marcados fueron los siguientes:

- Diseño de una estación digital.
- Precisión por debajo del milisegundo en la sincronización de tiempo.
- Ampliación del rango dinámico.
- Ampliación del ancho de banda hasta 10 segundos al menos.
- Transmisión de datos por módem (telefonía fija o móvil), Internet o radio módem.
- Calibración de precisión.
- Mejora de las técnicas de filtrado y detección de eventos.

Una de las mayores fuentes de ruido presentes en el área del Estrecho son los fuertes vientos de Levante y Poniente (predominantes en esta zona). Por ello, se requería la revisión del tratamiento digital de las señales con objeto de adecuar los algoritmos de detección, *picking* y filtrado al ruido presente en esta área.

En el presente Capítulo 1 se efectúa una pequeña introducción al entorno del Estrecho de Gibraltar, situando la red SP del ROA y dando unas breves pinceladas por su larga tradición en el campo de la observación sísmológica. Así mismo se plantean los objetivos de la nueva red de corto periodo.

En una primera parte (capítulos 2 al 4) se analiza la estación sísmica digital en todos sus aspectos, desde el sensor hasta el sistema de adquisición digital.

En el capítulo 2, se repasan los conceptos fundamentales del funcionamiento de un sensor sísmico, su clasificación y respuesta en frecuencia, presentándose un estudio detallado del efecto de una impedancia capacitiva (serie de una resistencia con un condensador) de carga. Así mismo se analiza el ruido generado por el sensor y su preamplificador.

En el capítulo 3 se desarrolla el funcionamiento del sistema de adquisición y su diseño, el convertidor A/D, la *interface* del puerto paralelo, los programas de control y su sincronización mediante GPS, así como la fuente de alimentación.

Las pruebas y los diversos *test* de funcionamiento efectuados, su calibración por medio de diversas técnicas y la comparación de los resultados obtenidos, son expuestas en el capítulo 4.

La segunda parte, capítulos 5 a 7, se dedica al proceso digital de señales, centrándose en las herramientas más útiles para el analista. Nos referimos al filtrado digital y a la detección de eventos sísmicos.

En el capítulo 5 se abordan las transformadas integrales. Se efectúa un rápido recorrido por el análisis de Fourier y se introduce la teoría Wavelet, realizando una comparación exhaustiva entre ambas dentro del plano tiempo-frecuencia.

Las diversas técnicas de filtrado se estudian en el capítulo 6, comparando los resultados obtenidos por diversos tipos de filtros, tanto lineales como no-lineales, y se muestran los excelentes resultados del método de filtrado no lineal diseñado.

En el capítulo 7 se comparan diversos algoritmos de detección, adaptándolos a los datos registrados por la red.

Finalmente, se presentan las conclusiones.

1.5. BIBLIOGRAFÍA.

Alguacil, G. (1986). “Los instrumentos de una Red Sísmica Local Telemétrica para Microterremotos. La Red Sísmica de la Universidad de Granada”. Tesis Doctoral. Facultad de Ciencias, Universidad de Granada.

Agnew, Duncan Carr. (2002) “History of Seismology” Institute of Geophysics and Planetary Physics, California.
(http://www.whklee.org/Main/Haanbook_PDFs/01_Adams/01_Adams.pdf).

Buerke, M.D.; Kanasevich, E.R.; Malinsky, J.D.; and Montalbetti, J.F. (1970). “A Wide-Band Digital Seismograph System”. BSSA, Vol. 60, N° 5, pp 1417-1426.

Bufforn, E.; y Bezzeghoud, M. (2001). “Seismicity and focal mechanisms of the Ibero-Moghrebian region”. Workshop on the Geodynamics of the Western Part of Eurasia-Africa Plate boundary (Azores-Tunisia). Extenden Abstracts Book. Boletín ROA N° 3/2001.

Buforn, E.; Udías, A.; Martín Davila, J.; Hanka, W.; y Pazos, A. (2002). “Broadband Station Network ROA/UCM/GFZ in South Spain and Northern Africa”. Seismological Research Letters. Volume 73, Number 2, pp 173-176.

Dogan Seber (2001). “Seismicity and Plate Boundary Processes in the Southern Spain and Northern Morocco”. Workshop on the Geodynamics of the Western Part of Eurasia-Africa Plate boundary (Azores-Tunisia). Extenden Abstracts Book. Boletín ROA N° 3/2001.

Fonseca, J.F.B.D.; y Long, R.E. (1991). “Seismotectonics of SW Iberia: a distributed plate margin?”. Publicación I.G.N. Serie Monografía N° 8, 227-240.

Galindo-Zaldivar, J.; Jabaloy, A.; Serrano, I.; Morales, J.; González-Lodeiro, F.; y Torcal, F. (1999). “Recent and present-day stresses in the Granada Basin (Betic Cordilleras): Example of late Miocene-present-day extensional basin in a convergent plate boundary”. Tectonics, Vol. 18, N° 4, 686-702.

Gomber, J. (1995). “Seismic Networks: The basics of Why, How, and What we learn from them”. Redes Sísmicas Regionales, Monografía N° 11, IGN, pp 9-62.

Melton, B.S. and Kirkpatrick, B.M. (1970). “The Symmetrical Triaxial Seismometer-its design for application to Long-Period Seismometry”. BSSA, Vol. 60, N° 3, pp 717-738.

Mézcua, J.; Rueda, J.; y Martínez Solares, J.M. (1991). “Seismicity of the Ibero-Magrebian region”. Publicación I.G.N. Serie Monografía N° 8, 17-28.

Ottmøller, Lars; y Havskov, Jens. (1999). “SeisNet: A general purpose virtual seismic Network”. Seismological Research Letters, Vol. 70, N° 5, 522-528.

Prian, J.; Quijano, J.; y Catalán, M. (1992). “La sismología en el Real Observatorio de la Armada. Desde los inicios de la sismología instrumental en España hasta la Red Sísmica del Estrecho (1897-1992)”. *Rev. de Geofísica*, 48, pp 115-127.

Turcotte, D.L.; y Schubert, G. (2002). “ *Geodynamics*”. Segunda Edición. Cambridge University Press, Cambridge, UK.

Wielandt, E.; y Streckeisen, G. (1982). “The Leaf-Spring Seismometer: Design and Performance”. *BSSA*, Vol. 72, N° 6, pp-2349-2367.

Wielandt, E. and Steim, J.M. (1986). “A digital very-broad-band seismograph”. *Annales Geophysicae*, 1986, 4, B, 3, pp 227-232.

Willmore, P.L. (1961). “Some properties of Heavily Damped Electromagnetic Seismographs”. *Geophysical Journal*, Volume 4, pp 389-404.

CAPITULO 2

EL SENSOR

2.1. Introducción.	16
2.2. Historia de la instrumentación sísmica.	16
2.3. Tipos de sensores y sus aplicaciones.	17
2.4. El sensor mecánico.	19
2.5. El sensor electromagnético.	20
2.5.1. Análisis de la respuesta en frecuencia.	22
2.5.2. Elección del amortiguamiento.	26
2.5.3. Efecto de una impedancia capacitiva.	29
2.5.4. Análisis en el plano complejo.	30
2.5.5. Elección de la resistencia y el condensador.	34
2.6. Margen dinámico.	38
2.7. Ancho de banda.	40
2.8. El circuito amplificador.	42
2.8.1. El preamplificador.	43
2.8.2. El filtro <i>antialiasing</i> .	45
2.9. La respuesta total del sistema.	47
2.10. El ruido del sensor.	49
2.10.1. Movimiento browniano.	49
2.10.2. Ruido Johnson.	50
2.10.3. Ruido de tensión en el preamplificador.	53
2.10.4. Ruido de corriente en el preamplificador.	54
2.10.5. El ruido total del sensor.	54
2.11. Bibliografía	58

2.1. INTRODUCCIÓN.

El sensor sísmico es un instrumento diseñado para medir el movimiento del suelo. El problema principal radica en que el marco de referencia (la propia superficie del suelo) se mueve y es precisamente este movimiento lo que pretendemos medir.

Por ello los sensores sísmicos utilizan medidas indirectas, basándose, la mayoría de ellos, en el principio de inercia de una masa suspendida, que tenderá a permanecer en estado de reposo ante un movimiento externo. Pero de acuerdo con este principio, sólo podremos medir el movimiento si hay aceleración.

En el caso ideal (ausencia de rozamientos), la masa suspendida comenzaría a oscilar indefinidamente (efecto de la suspensión) ante un impulso de aceleración, por lo que se utilizan amortiguadores (normalmente viscosos) para atenuar las oscilaciones.

En definitiva, el sensor consta básicamente de 3 elementos fundamentales:

- Masa inercial.
- Suspensión.
- Amortiguador.

Como veremos más adelante, la medida del movimiento relativo entre la masa suspendida y el suelo se encuentran relacionadas mediante una ecuación diferencial. Del conocimiento de ésta, podremos conocer el movimiento del suelo a partir de la medida del movimiento relativo entre la masa inercial y el suelo.

2.2. HISTORIA DE LA INSTRUMENTACION SISMICA.

El instrumento más antiguo data del siglo II (Richter, 1958) utilizado en China para conocer la ocurrencia de un sismo y su procedencia. Se trataba de una figura en forma de dragón con 4 cabezas, en cuya boca estaba colocada una bola en equilibrio inestable.

Salvador García Francos (1924) habla sobre instrumentos primitivos de este tipo (objetos apoyados sobre muros con sostenes muy débiles, cuerpos suspendidos que oscilan, depósitos llenos de mercurio al borde del rebose,...). Entre ellos cabe destacar los que cerraban un circuito eléctrico que paralizaba el reloj o hacían sonar un timbre, indicando con ello la hora en que se inició.

Cabe destacar el construido en 1703 por el abate De Hautefeuille basado en un recipiente de mercurio con orificio en las paredes. Cuando se producía un temblor el mercurio se derramaba, recogándose en diversos recipientes. Por el lugar que ocupaban los recipientes y la cantidad de mercurio vertido se apreciaba la dirección y la intensidad (descripción tomada de Salvador García Francos, 1924).

Los sismoscopios aparecen en el siglo XIX. Se trataba de péndulos horizontales con una masa suspendida desde cierta altura. Por medio de un estilete unido a la masa se registraban las oscilaciones sobre una placa de cristal ahumado.

Pero el concepto de “sismógrafo” requiere, además del registro de las oscilaciones, tener la posibilidad de datar los sismos registrados, esto es, incluir junto al registro las marcas o señales de tiempo.

El primer sismógrafo propiamente dicho aparece en 1881 debido a Gray. En 1890 sir J. Milne introduce el concepto de péndulo inclinado aumentando los periodos de oscilación con longitudes de péndulo reducido, como los desarrollados por Milne y Shaw en 1915 y el diseñado por Omori en 1890 (conocido en Europa como Bosch-Omori).

Hacia 1900, E. Wiechert desarrolló un sismógrafo de péndulo invertido. Wood y Anderson, en 1922, construyen uno de pequeñas dimensiones donde la masa oscila por torsión de una fibra metálica.

Todos estos sismógrafos son puramente mecánicos y la amplificación (muy limitada) se logra por medio de palancas o por reflexión de un haz de luz.

El desarrollo de la amplificación electromagnética y el registro galvanométrico supuso un avance importante (Galitzin, 1921), alcanzándose amplificaciones de 1000 para periodos de 12 segundos.

Hacia 1930, H. Benioff desarrolla un sismógrafo basado en la variación de la reluctancia, alcanzándose amplificaciones de 100.000 para 1 segundo.

El sismómetro electromagnético de Willmore (1961), con suspensión sin ejes de giro, produjo una nueva generación de instrumentos, ampliamente utilizados en las estaciones de corto periodo.

Paralelamente, hacia 1950, se comienzan a utilizar los relojes de cuarzo sustituyendo a los clásicos relojes de péndulo con contactos eléctricos.

Hay que destacar el gran desarrollo, en el último cuarto del pasado siglo XX, de los sismógrafos de gran ancho de banda con realimentación electrónica y transductores activos, como los sismómetros miniatura de Usher et al. (1977, 1978 y 1979) con transductor capacitivo, y los instrumentos de hojas o “*leaf-spring*” de Wielandt de banda ancha (Wielandt y Streckeisen, 1982) y muy ancha (Wielandt y Steim, 1986).

2.3. TIPOS DE SENSORES Y SUS APLICACIONES.

Como ya se ha mencionado en el punto 2.1, sólo podremos medir el movimiento del suelo si existe aceleración. Dependiendo de cual sea la variable medida, desplazamiento, velocidad o aceleración del suelo, podemos clasificar los sensores como de desplazamiento o deformación, de velocidad y acelerómetros respectivamente.

Existe una gran variación entre la mínima (ruido sísmico) y la máxima señal que puede ser observada (gran terremoto cercano), por lo que es difícil cubrir todo este margen con un único instrumento. Tradicionalmente los acelerómetros se han utilizado para el registro de los movimientos fuertes y los transductores de velocidad para el registro para los débiles, cubriendo en conjunto todo el rango dinámico.

Por otro lado, el ancho de banda se extiende desde las mareas terrestres hasta incluso más allá de los 1000 Hz. Para cubrir todo este espectro es necesario disponer de varios tipos de sensores. En este sentido podemos clasificar los sensores por su ancho de banda:

- Corto Periodo (SP, “*short period*”). Capaces de resolver señales entre 0.1-0.3 y 100 Hz., con una frecuencia natural en torno de 1 Hz. (valores típicos).
- Banda Ancha (BB, “*Broad-Band*”). Presentan una respuesta en velocidad plana entre 0.01 y 50 Hz.
- Banda muy Ancha (VBB, “*Very Broad-Band*”) con un ancho de banda que se extiende desde 0.001 hasta 10 Hz.

La elección del tipo de sensor vendrá impuesta por la aplicación de interés. En la tabla 2.I se indican las bandas de interés para diversas aplicaciones (tomadas de Trnkoczy et al. (2002) y Havskov y Alguacil (2003)).

Aplicación	Ancho de banda (Hz.)
Eventos sísmicos asociados a la minería.	5 – 2000
Microsismicidad y sismicidad inducida por embalses.	1 – 100
Sismicidad local.	0.2 – 80
Fuertes movimientos.	0.0 – 100
Sismicidad Regional.	0.05 – 20
Absorción de ondas sísmicas con la frecuencia.	0.02 – 30
Cálculos de energía para telesismos.	0.01 – 10
Difracción y Scatering	0.02 – 2
Estudios de procesos dinámicos de la tierra.	0.005 – 100
Propiedades de la corteza.	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

Tabla 2. I Descripción de la aplicación de interés y su rango de frecuencias aproximado en Hz.

En las redes de microsismicidad se suelen utilizar sensores de velocidad tipo Willmore. En particular, en la red de corto periodo del ROA se utiliza el modelo de Mark Products L4-C de 5000 Ω (Mark Products, 1980), y ocasionalmente el modelo S-500 de Teledyne Geotech (1984), utilizado en algunas estaciones como componente horizontal. Ambos presentan una frecuencia natural de 1 Hz., el primero es pasivo y el segundo activo.

2.4. EL SENSOR MECANICO.

Como ya hemos mencionado el sensor mecánico se basa en el principio de inercia, y consta de 3 elementos fundamentales:

- Masa inercia (M).
- Suspensión elástica (muelle ideal que responde a la Ley de Hooke).
- Amortiguador viscoso cuyo rozamiento se opone al movimiento de forma proporcional a la velocidad.

En la figura 2.1 se muestra el esquema básico de un sensor mecánico vertical, donde se ha tomado como positivo una compresión (movimiento vertical hacia arriba), como es usual en sismología.

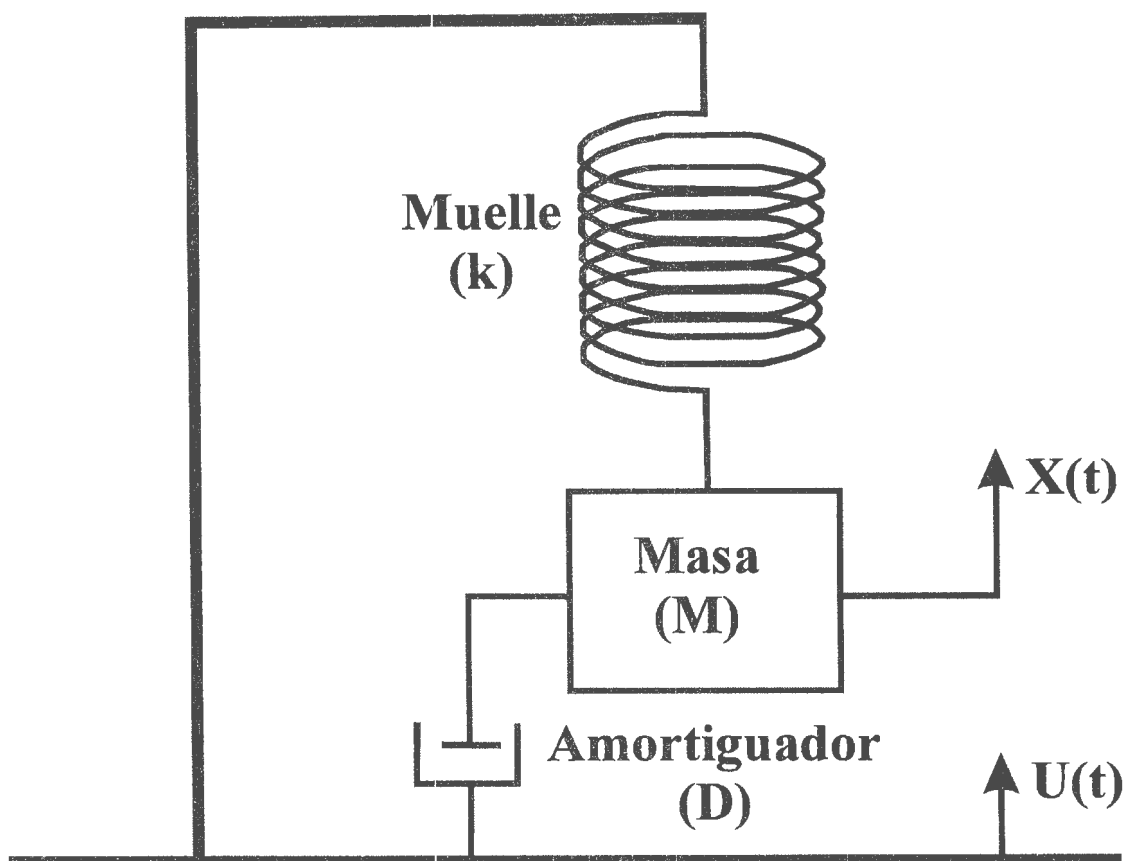


Figura 2.1.- Esquema de un sensor mecánico vertical, siendo “ k ” la constante recuperadora, “ M ” la masa y “ D ” la constante de amortiguamiento viscoso. Se han señalado con flechas el movimiento vertical del suelo “ $u(t)$ ” y el de la masa “ $x(t)$ ”.

Sobre la masa “ M ” actúan el peso “ $-Mg$ ”, la fuerza elástica “ $-k(y-y_0)$ ” y la fricción viscosa “ $-D dy/dt$ ” (donde “ y ” es el movimiento relativo entre la masa y el suelo, e “ y_0 ” es la elongación inicial del muelle cuando la masa se encuentra en reposo).

Hay que señalar que lo que realmente medimos es el movimiento relativo entre la masa y el suelo. Aplicando la condición de equilibrio y las leyes de Newton, obtenemos la ecuación diferencial del movimiento de la masa (desarrollo que podemos encontrar fácilmente en numerosas publicaciones, como por ejemplo Richter, C.F. (1958); Scherbaum, F. (1996); Udías, A. (1999)).

$$-ky - D\dot{y} - M\ddot{y} = M\ddot{u} \quad (2.1)$$

Si aplicamos la transformada de Laplace a la ecuación anterior y utilizamos (por tradición y razones prácticas) la frecuencia angular natural no amortiguada ($w_o^2 = k/M$) y la constante de amortiguamiento ($\xi_o = D/2w_oM$) obtenemos la función de transferencia para el desplazamiento:

$$T_d = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{-s^2}{s^2 + 2w_o\xi_o s + w_o^2} \quad (2.2)$$

La función de transferencia funciona como un filtro paso alto, dejando pasar aquellas frecuencias a partir de la de la frecuencia esquina (próxima a la frecuencia natural amortiguada y cuyo valor es función del amortiguamiento), siendo la ganancia del sistema unitaria. Los antiguos sismógrafos conseguían mayor amplificación por medio de juegos de palancas o por deflexión de un haz de luz.

Havskov, J.; y Alguacil, G. (2003) efectúan un análisis completo de la ecuación (2.2), además de aclarar la importancia del signo negativo del numerador, omitido frecuentemente por muchos autores en la literatura.

2.5. EL SENSOR ELECTROMAGNETICO.

El esquema básico de un sensor electromagnético vertical, como el Mark L4-C utilizado (transductor de velocidad), se representa en la figura 2.2. Obsérvese que es similar al sismómetro mecánico con la introducción de una bobina solidaria a la masa que corre por un imán fijo (en algunos sensores es al revés). El circuito se cierra por medio de la resistencia de carga " R_L ", donde se mide la tensión de salida.

Sobre la masa actúa, además de las fuerzas señalizadas para el sensor mecánico, la fuerza electromagnética " $-Gi$ ", donde " i " es la corriente que circula por la bobina y " G " es la constante electromagnética, que depende del imán empleado, de la bobina y de factores geométricos. Esta fuerza contribuye al amortiguamiento.

La amortiguación se debe además a la fricción de la masa inercial con el fluido (normalmente aire) en que se encuentra sumergido el conjunto. Esta contribución al amortiguamiento total es de tipo viscoso, produciendo una fuerza que se opone al movimiento y es proporcional a la velocidad relativa de la masa.

La ecuación de movimiento (2.1) se ve modificada obteniendo:

$$-ky - D\dot{y} - M\ddot{y} - Gi = M\ddot{u} \quad (2.3)$$

Pero al moverse la masa y con ella la bobina, existe una variación del campo magnético que circula por el interior de la bobina (para pequeños movimientos la variación del flujo es proporcional a la variación del movimiento). La ley de Faraday establece que se generará una fuerza electromotriz inducida (f.e.m.) cuyo valor es " $G dy/dt$ ", siendo " y " el movimiento relativo masa-suelo, es decir, bobina-imán.

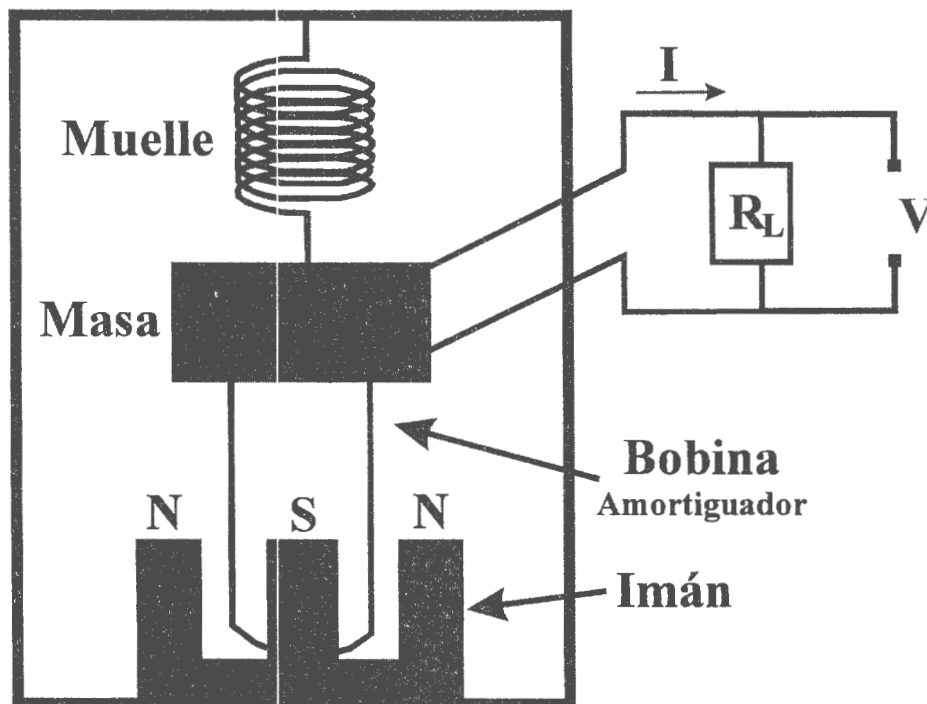


Figura 2. 2.- Esquema de un sensor electromagnético con imán fijo y bobina móvil. El circuito de la bobina se cierra por medio de la Resistencia de carga " R_L " donde se mide la tensión de salida.

Aplicando las leyes de Kirchoff al circuito de la bobina (con autoinductancia " L " y resistencia interna " R_i ") se obtiene una ecuación diferencial que relaciona la corriente " i ", que circula por el circuito, con el movimiento relativo " y ". Llamando " R " a la resistencia total serie (" $R=R_i+R_L$ ") obtenemos:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = G \frac{dy}{dt} \quad (2.4)$$

Utilizando la Transformada de Laplace a las ecuaciones (2.3) y (2.4), y teniendo en cuenta sus propiedades (en particular la de derivación), obtenemos la función de transferencia del sistema para el transductor de velocidad:

$$T_v = \frac{V(s)}{\dot{U}(s)} = \frac{-R_L G s^2}{(s^2 + 2w_o \xi_o s + w_o^2)(Ls + R) + \frac{G^2}{M} s} \quad (2.5)$$

El desarrollo matemático completo se puede encontrar en numerosos textos, señalando entre otros a Alguacil (1986) y Havskov y Alguacil (2003).

2.5.1. ANALISIS DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA.

La ecuación (2.5) presenta un cero doble en el origen y tres polos, debido a que el denominador viene dado por un polinomio de tercer orden.

La respuesta en frecuencia se obtiene fácilmente sustituyendo la variable compleja “ s ” por “ $j w$ ”, siendo “ $j^2=-1$ ” y “ $w =2 \pi f$ ” la frecuencia angular en radianes por segundo (pe. Ogata, K. (1980)).

Hay que observar que el único parámetro en el que podemos influir para moldear la respuesta del sistema de forma pasiva es la resistencia de carga.

Para los valores típicos la ecuación característica presenta dos raíces complejo conjugadas (con parte real negativa) y un polo real negativo, lo que indica que el sistema es estable (todos los polos han de estar en el semiplano izquierdo del plano complejo “ s ”). En la figura 2.3 se representa la ubicación de los polos para diversos valores de la resistencia de carga (entre $2K\Omega$ y $50K\Omega$), único parámetro que podemos modificar para un sensor pasivo dado.

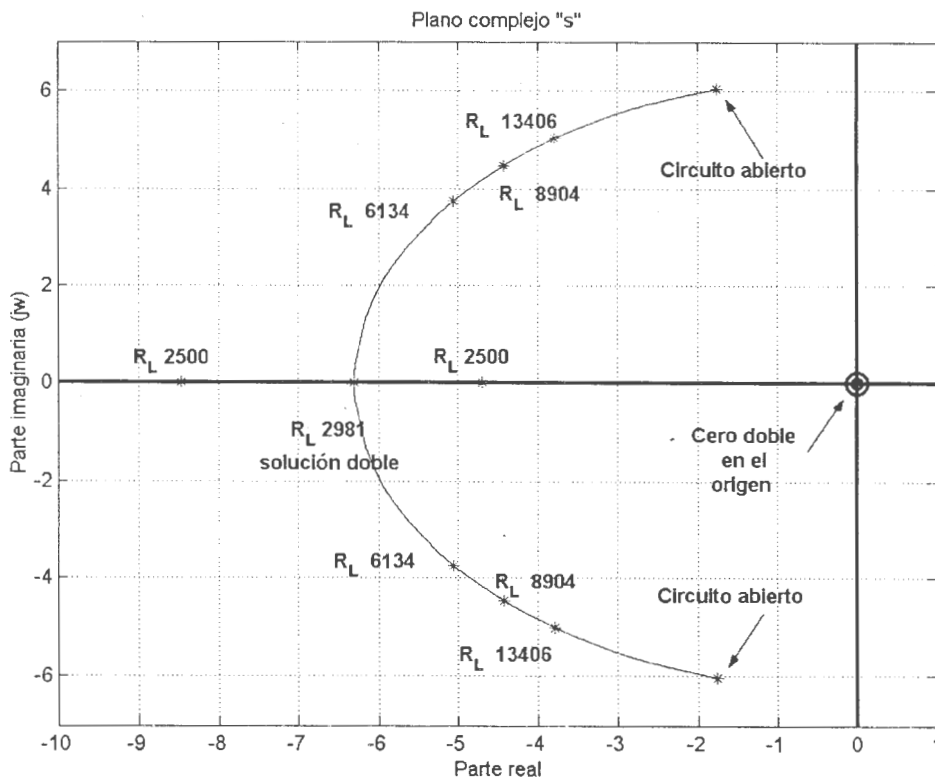


Figura 2. 3.- Ubicación de los polos de la ecuación (2.5) para valores de la resistencia de carga entre $2K\Omega$ y $50K\Omega$ para el Mark L4-C. Para cada valor existen tres polos, uno de ellos es siempre real y muy alejado del origen por lo que no se representa en la figura. (Para $R_L=50K\Omega$ se sitúa en $-9172.17+j0$).

El tercer polo (siempre real, no mostrado en la figura) está muy alejado del origen, en $-1229.4+j0$ para una resistencia de carga de $2K\Omega$. Este polo tiende a alejarse del origen a medida que aumenta la resistencia de carga. Por tanto, el sistema presenta claramente un par de polos dominantes (los representados) y puede aproximarse por un sistema de segundo orden. Es claro que cuanto mayor sea la resistencia de carga mejor será la aproximación, es decir, más dominantes serán los polos complejos conjugados.

Hay que señalar que para valores de la resistencia de carga mayores de 2981Ω (amortiguamiento crítico), las raíces dominantes son complejas conjugadas, esto es, el sistema es subamortiguado, y se sitúan en el semiplano izquierdo sobre una circunferencia centrada en el origen y de radio igual a la frecuencia angular no amortiguada " w_n ".

Alguacil (1986) señala que para las frecuencias de interés en sismología, el término " $R+Ljw$ " se puede aproximar por R , en otras palabras, $Lw \ll R$, y por tanto la ecuación (2.5) se reduce a:

$$T_v = \frac{V(s)}{U(s)} = \frac{-\frac{R_L}{R} G s^2}{s^2 + 2w_o \xi_e s + w_o^2} \quad (2.6)$$

donde el amortiguamiento efectivo viene dado por la siguiente expresión:

$$2w_o \xi_e = 2w_o \xi_o + \frac{G^2}{RM}$$

Debe observarse que la ecuación (2.6) corresponde al par de polos dominantes señalados, y el efecto del polo real despreciado sólo se manifiesta a alta frecuencia además de que produce una ligera modificación en la frecuencia natural no amortiguada (experimentalmente se ha calculado para diversos valores de resistencia de carga, siendo siempre inferior al 1% de su valor nominal).

En la figura 2.4 a) se muestra la respuesta en frecuencia dadas por las ecuaciones (2.5) y (2.6) para una resistencia de carga de 8904Ω y 13406Ω (amortiguamiento efectivo de 0.7 y 0.6 respectivamente) en el caso del Mark L4-C de 5500Ω , observándose que la aproximación efectuada es válida para frecuencias inferiores a los 100 Hz. Así mismo, en la figura 2.4 b) se presentan los errores relativos cometidos al efectuar la aproximación, utilizando la siguiente expresión:

$$Error = \frac{|X_{real} - X_{aprox}|}{X_{real}} 100\%$$

donde " X " representa bien módulo o fase.

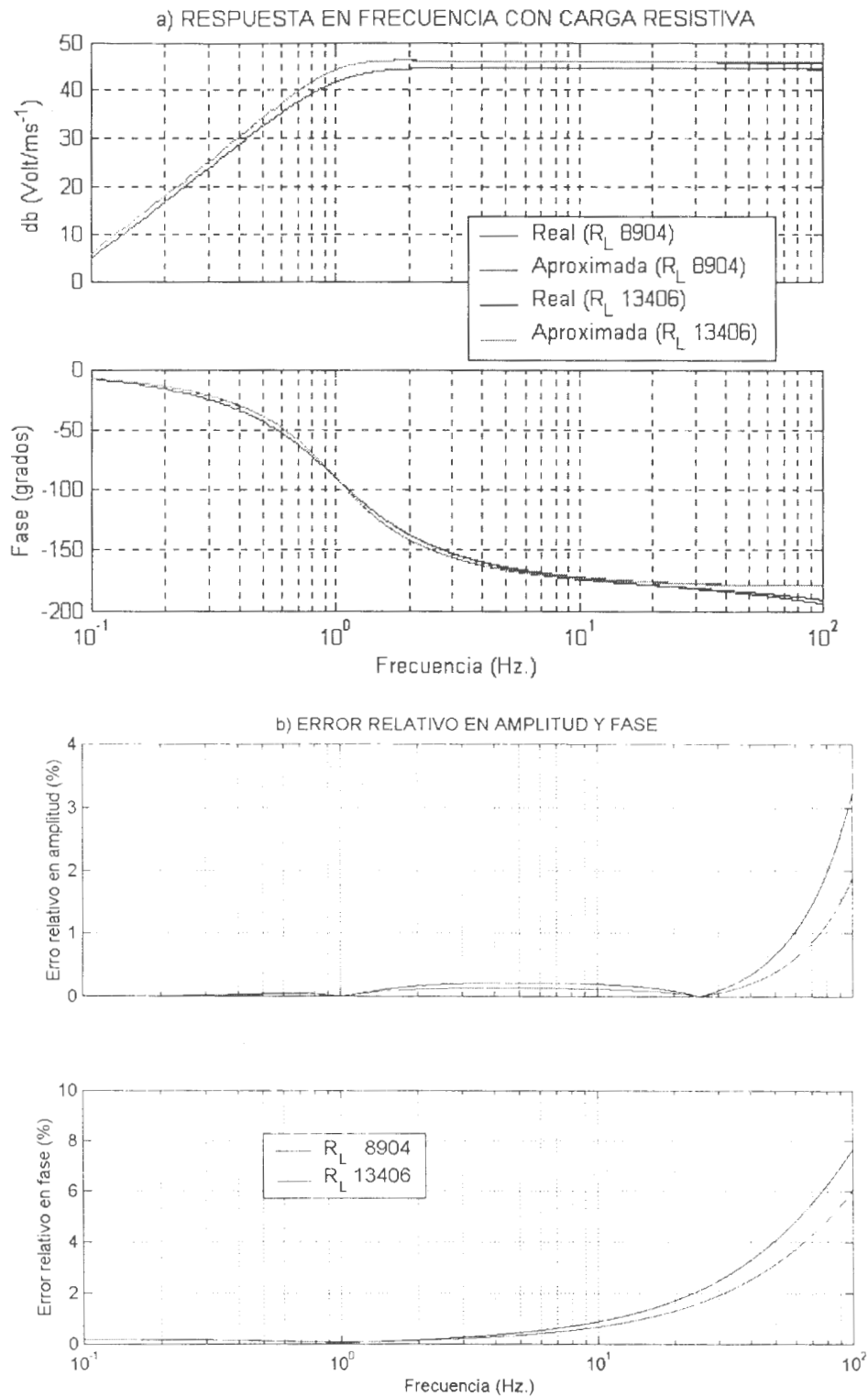


Figura 2. 4.- Respuesta en frecuencia para el sensor Mark L4-C de 5500Ω con una resistencia de carga de 8904Ω y 13406Ω , amortiguamiento efectivo de 0.7 y 0.6 respectivamente. Figura a) Respuesta en amplitud y fase, real y aproximada. Figura b) Error relativo cometido en amplitud y fase para ambos valores de resistencia de carga.

Como podemos apreciar en la figura anterior, el error relativo se mantiene inferior al 4% en amplitud y al 10% en fase para valores de amortiguamiento próximos a 0.7. Así mismo, se observa una disminución en la ganancia con la resistencia de carga, tal y como se deduce de las ecuaciones (2.5) y (2.6).

La respuesta impulsiva se obtiene utilizando la transformada inversa de Laplace sobre la ecuación (2.6), que para el caso subamortiguado es:

$$h_v(t) = -\frac{R_L}{R} G \left\{ \delta(t) - e^{-\omega_o \xi_e t} \left[2\omega_o \xi_e \cos(\omega_d t) + \frac{\omega_o (1 - 2\xi_e^2)}{\sqrt{1 - \xi_e^2}} \sin(\omega_d t) \right] u(t) \right\} \quad (2.7)$$

donde $\omega_d = \omega_o \sqrt{1 - \xi_e^2}$ es la frecuencia natural amortiguada, a la que oscila el sistema y varía con el amortiguamiento.

Como puede apreciarse de la ecuación (2.7), la respuesta transitoria presenta un sobre impulso inicial que depende del amortiguamiento, creciendo con este. Por otro lado, cuanto mayor sea el amortiguamiento efectivo más rápido decaerá el transitorio.

En la figura 2.5 se muestra la respuesta impulsiva para diversos valores de amortiguamiento y ganancia normalizada ($R_L/R G = 1$).

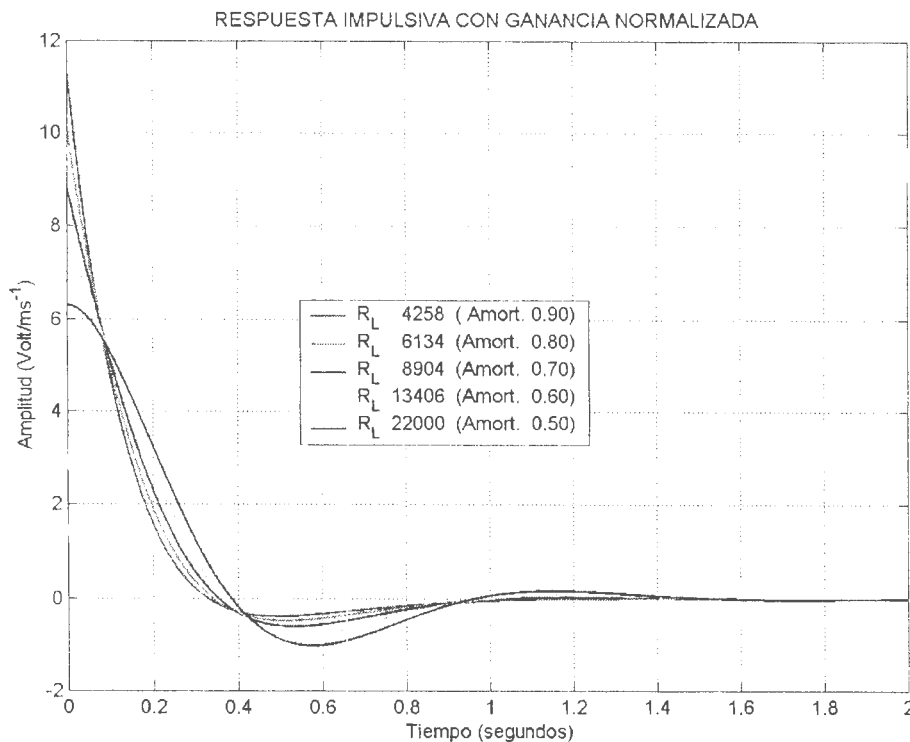


Figura 2.5.- Respuesta impulsiva, con ganancia normalizada, para diversos valores de amortiguamiento.

2.5.2. ELECCION DEL AMORTIGUAMIENTO.

En ingeniería de control (Ogata, 1980), para determinar la bondad de un sistema se pueden utilizar diversos índices de comportamiento basados en el error de la salida del sistema ante una determinada entrada, usualmente la señal escalón unitario.

En la literatura se han propuesto varios índices de error de comportamiento, dependiendo de lo que interesa optimizar. Nosotros analizaremos los cuatro siguientes:

$$\begin{aligned} J_1 &= \int_0^{\infty} e^2(t) dt & J_2 &= \int_0^{\infty} (e^2(t) + \dot{e}^2(t)) dt \\ J_3 &= \int_0^{\infty} (e^2(t) + te^2(t)) dt & J_4 &= \int_0^{\infty} |e(t)| dt \end{aligned} \quad (2.8)$$

El índice J_1 penaliza errores grandes mientras que el índice J_4 lo hace por igual. En ambos casos, la penalización se realiza independientemente del instante, es decir, ya se produzcan en estado estacionario como en la respuesta transitoria. El índice J_2 no sólo tiene en cuenta el error sino también su variación, mientras que el índice J_3 pesa mucho los errores en estado estacionario aunque éstos sean pequeños además de penalizar errores grandes.

Debido a que si el movimiento es uniforme, y por tanto no hay aceleración, la respuesta al escalón en estado estacionario es nula, y por tanto, las integrales de la ecuación (2.8) divergen. Por lo que hemos elegido como señal de prueba un impulso unitario.

En la figura 2.6 se pueden ver las curvas de los índices de comportamiento, normalizados, en función del amortiguamiento efectivo, para un Mark L4-C de 5500Ω y frecuencia natural de 1 Hz. Debido a que los sistemas sobreamortiguados presentan una respuesta lenta, sólo se han calculado para el caso de sistemas subamortiguados.

Como puede apreciarse, ninguno de los índices se comporta como un buen indicador ya que presentan mínimos relativamente suaves.

Los índices J_1 y J_3 presentan valores mínimos en torno a un amortiguamiento efectivo entre 0.4 y 0.5, mientras que el J_4 tiene el mínimo entre 0.5 y 0.6.

Debido a que las curvas alcanzan el mínimo de forma suave, amortiguamientos ligeramente diferentes también son aceptables. Para amortiguamientos entre 0.41 y 0.72 el índice J_4 se mantiene dentro del 10% de su valor mínimo.

Pero ninguno de estos valores coincide con el número mágico, usualmente recomendado en muy diversa literatura, de 0.707.

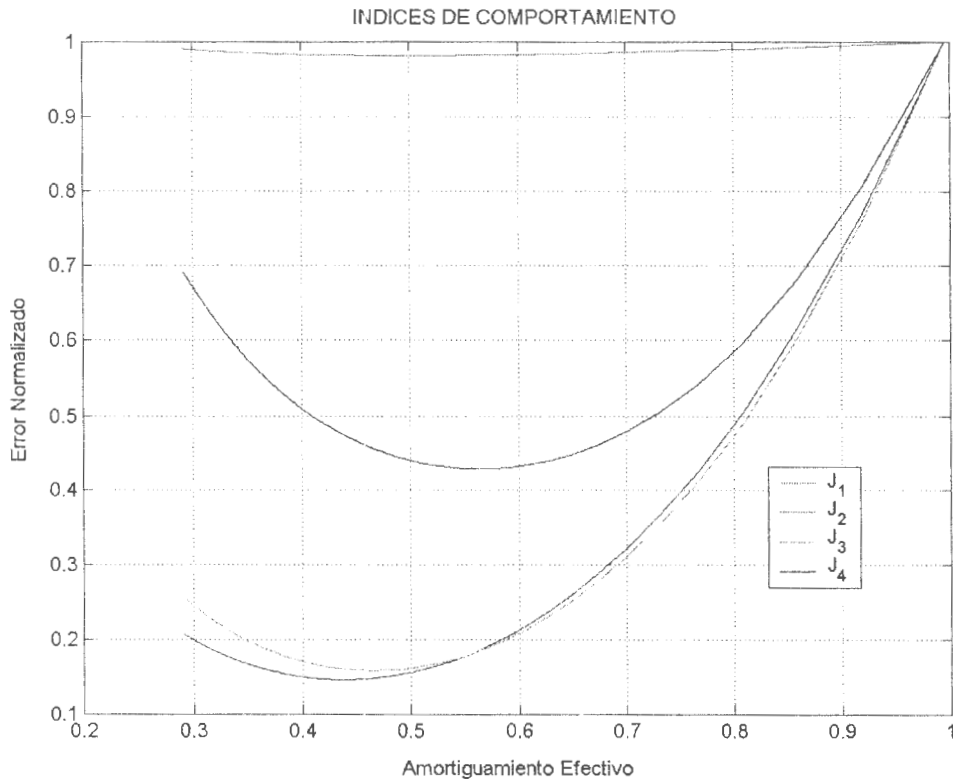


Figura 2.6.-Índices de comportamiento en función del amortiguamiento efectivo para un Mark L4-C.

Si estudiamos la respuesta en frecuencia en función del amortiguamiento observamos que ésta presenta un pico a la frecuencia de resonancia (w_r) para determinados valores de amortiguamiento (figura 2.7).

A partir de la ecuación (2.6) podemos obtener el módulo de la respuesta en frecuencia ($s=jw$) del transductor de velocidad:

$$|T_v| = \frac{R_L}{R} G \frac{w^2}{\sqrt{(w_o^2 - w^2)^2 + (2w_o\xi_e w)^2}} \quad (2.9)$$

La resonancia tendrá lugar cuando el módulo presente un máximo, por lo que basta derivar la ecuación anterior con respecto a "w" e igualarla a cero.

$$w \frac{2(w_o^2 - w^2)^2 + 2(2w_o\xi_e w)^2 + 2w^2(w_o^2 - w^2) - (2w_o\xi_e w)^2}{((w_o^2 - w^2)^2 + (2w_o\xi_e w)^2)^{3/2}} = 0$$

Además de la solución trivial encontramos:

$$w_r = \frac{w_o}{\sqrt{1 - 2\xi_e^2}} \quad (2.10)$$

La solución anterior es real únicamente para “ $\xi_e < 0.707$ ”. En otras palabras, la respuesta en frecuencia no presenta resonancia para amortiguamientos superiores o iguales a 0.707, obteniendo una respuesta cuasi-plana. Por otro lado, los índices de comportamiento no difieren mucho del que toman en su mínimo, como ya se ha indicado, en especial los índices J_4 y J_2 .

De la ecuación (2.10) se observa además, que la resonancia (si existe) tiene lugar en frecuencias angulares superiores a la frecuencia propia o natural.

En la figura 2.7 se presentan la respuesta en frecuencia de la ecuación (2.6) para diversos valores de amortiguamiento para el sensor Mark L4-C.

Así mismo podemos apreciar una disminución de la ganancia al aumentar el amortiguamiento, es decir, al disminuir la resistencia de carga por lo que nuevamente debemos tenerlo en consideración a la hora de elegir su valor. Hay que tener presente además, que la elección de un valor excesivo para esta resistencia aumentará el ruido.

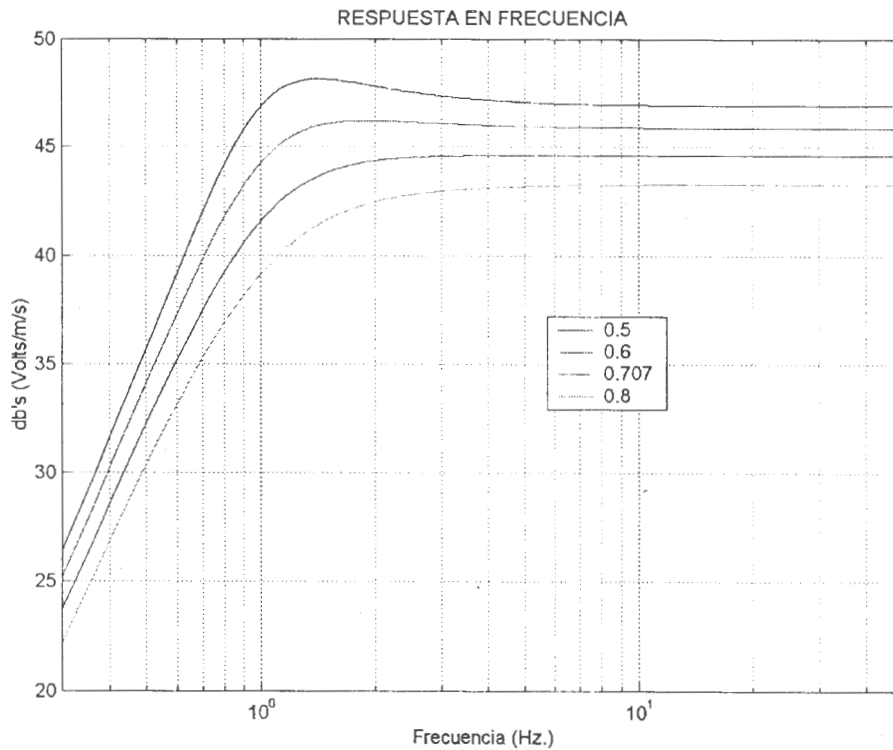


Figura 2.7.- Respuesta en frecuencia de un Mark L4-C para diversos valores de amortiguamiento efectivo. En azul se representa el valor límite para que no exista resonancia.

Por tanto, los parámetros que hay que tener presentes en la elección de la resistencia de carga son: el amortiguamiento efectivo deseado, el ruido generado en la resistencia y la ganancia.

2.5.3. EFECTO DE UNA IMPEDANCIA CAPACITIVA.

Benioff (1960) utiliza una red RC en "T", de segundo orden, con un sensor de largo periodo de forma que la respuesta de la red RC se aproxima a la de un galvanómetro con amortiguamiento de 1.0606. Así mismo, utiliza un condensador en paralelo sobre un sismómetro electromagnético Press-Ewing para variar su periodo. La respuesta del conjunto sismómetro-red RC paralelo introduce un tercer polo cuyo efecto provoca que la ganancia a frecuencias altas decaiga a razón de 20 dB/década. Por tanto, obtenemos una respuesta picuda, centrada en la nueva frecuencia propia. Además la ganancia máxima disminuye respecto al sistema sin condensador, para el mismo valor de resistencia de carga.

Pero si cargamos al sismómetro con una red RC serie ($Z_L=R_L+1/Cs$), la ecuación (2.4) toma la siguiente forma:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = G \frac{dy}{dt} \quad (2.11)$$

Utilizando la transformada de Laplace sobre las ecuaciones (2.3) y (2.11), obtenemos tras operar:

$$T_v = \frac{V(s)}{\dot{U}(s)} = \frac{-G(1+R_LCs)s^2}{(s^2 + 2w_o\xi_o s + w_o^2)(LCs^2 + RCs + 1) + \frac{G^2C}{M}s^2} \quad (2.12)$$

Nuevamente, eligiendo adecuadamente el valor del condensador y la resistencia de carga, y para las frecuencias de trabajo, se puede despreciar el término " LCs^2 " frente al término " $RCs+1$ ", aproximando la ecuación (2.12) por la siguiente expresión:

$$T_v = \frac{V(s)}{\dot{U}(s)} = \frac{-\frac{GR_L}{R} \left(s + \frac{1}{R_LC}\right)s^2}{(s^2 + 2w_o\xi_o s + w_o^2)\left(s + \frac{1}{RC}\right) + \frac{G^2}{RM}s^2} \quad (2.13)$$

En la figura 2.8 se muestra el error relativo en amplitud y fase cometido al efectuar la aproximación anterior para un Mark L4-C con diversas combinaciones de resistencia y condensador de carga.

Para frecuencias inferiores a 100 Hz., el error relativo en amplitud se mantiene inferior al 5%, mientras que en fase es menor de 10°.

Las configuraciones elegidas se justificarán más adelante al analizar la ecuación (2.12) en el plano complejo "s", pero podemos observar que al aumentar la resistencia de carga el error disminuye.

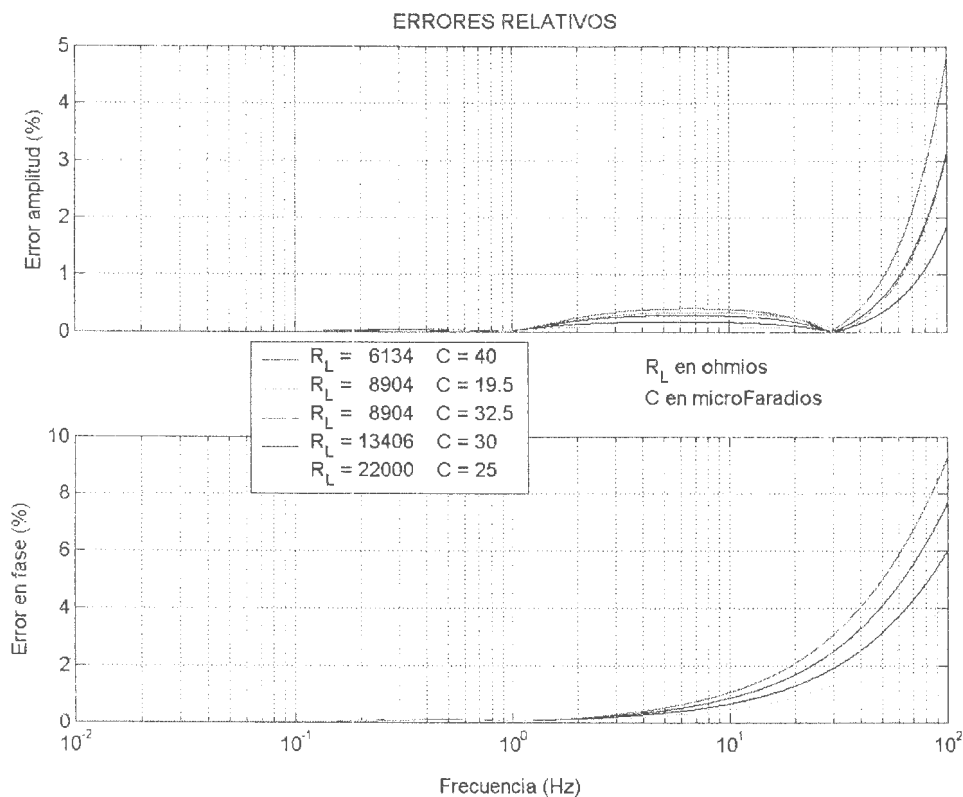


Figura 2.8.-Error en amplitud y en fase para un Mark L4-C cometido al despreciar el efecto de la autoinducción para diversas combinaciones de resistencia y condensador de carga.

2.5.4. ANALISIS EN EL PLANO COMPLEJO.

Como puede deducirse de la ecuación (2.12) el sistema ha aumentado un orden (obtenemos un sistema de 4º orden) al incluir el condensador de carga, si bien reducimos en un grado al efectuar la aproximación.

Al igual que hicimos en el punto 2.5.1 para el sensor electromagnético con una resistencia de carga únicamente, analizaremos las raíces del nuevo sistema de 4º orden, ecuación (2.12). Hay que tener presente además la inclusión de un nuevo cero real en el semiplano izquierdo en “ $s = -\frac{1}{(R_L C)}$ ”.

En la figura 2.9 se muestran los polos para 6 configuraciones de resistencia y con un condensador que varía entre 1 y 115 μF , y el lugar de los polos en el caso de que no exista condensador para diversos valores de resistencia de carga (sólo para sistemas subamortiguados), siguiendo la ecuación (2.6). Así mismo se presentan, en líneas discontinuas, las rectas donde se deben ubicar los polos complejo conjugados, de un sistema de segundo orden, para obtener el amortiguamiento efectivo correspondiente. Finalmente se señalan las ubicaciones de polos y ceros para el valor más próximo a un amortiguamiento efectivo de 0.707.

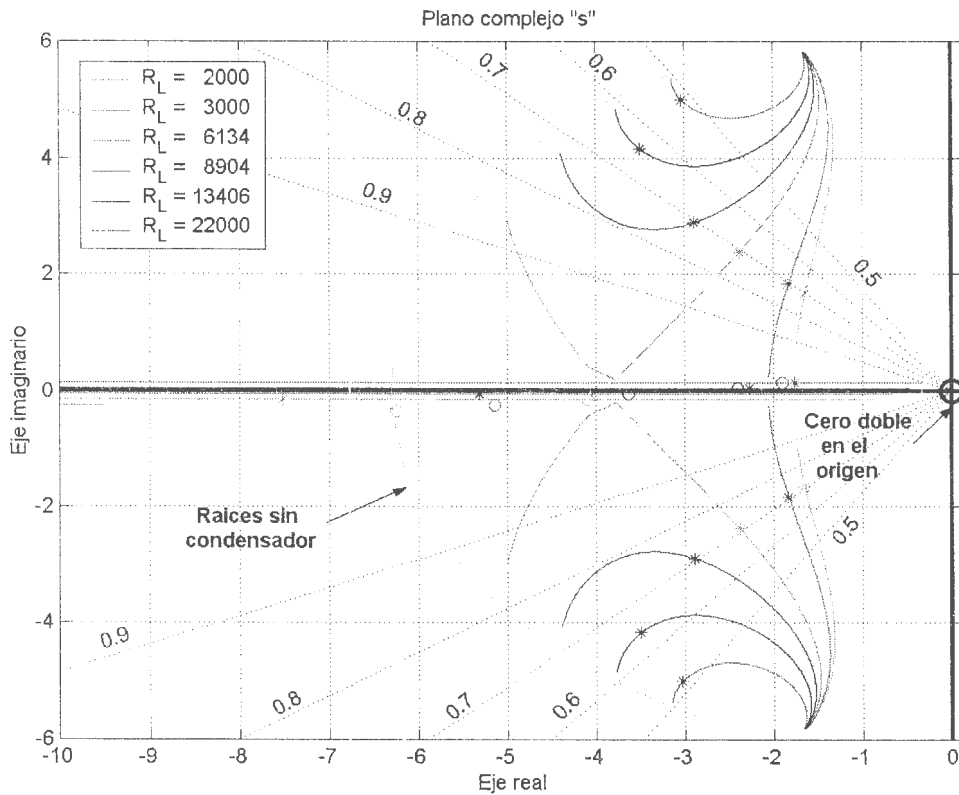


Figura 2.9.- Lugar de las raíces para diversas resistencia de carga (indicadas en la leyenda) y con un condensador entre 1 y 115 μF . Se indican los polos y ceros (para cada resistencia de carga) en el caso de que los complejos conjugados presenten un amortiguamiento efectivo lo más cercano posible a 0.707. Nótese que para valores de resistencia de carga de 22000 (rojo) y 13406 Ω (negro), no es posible alcanzar el amortiguamiento indicado, ya que las curvas no cortan a la recta correspondiente. Así mismo hay que indicar que para mayor claridad las soluciones reales se han separado del eje real.

En la figura 2.9 no se indican las posiciones para el cuarto polo (real) ya que en el peor de los casos (posición más cercana al eje “ jw ”) se encuentra excesivamente alejado del eje imaginario, siendo inferior a “ $-1703.96 + 0j$ ”, lo que implica que sólo tendrá efectos a muy altas frecuencias, por lo que podemos aproximar el sistema a uno de 3^{er} orden en el rango de frecuencias de interés, tal y como ya habíamos señalado.

Con una elección adecuada de la resistencia y el condensador de carga, podemos variar la frecuencia angular natural del sistema (distancia al origen de los polos complejos) sin variar el amortiguamiento efectivo, aunque en la respuesta en frecuencia habrá que tener presente la influencia del tercer polo y cero real (indicados por un asterisco y un círculo del color correspondiente respectivamente).

En los casos de resistencia de carga de 13.406 y 22.000 Ω , no es posible obtener polos complejos con un amortiguamiento efectivo de 0.707, por lo que se han indicado los que presentan mayor amortiguamiento. En estos casos, el polo y cero reales se encuentran muy próximos, y así su efecto es casi nulo.

Si disminuimos el valor de la capacidad, las raíces convergen hacia un mismo punto. Obsérvese que para 1 μF los lugares de las raíces convergen.

Para valores muy pequeños del condensador, la impedancia es muy elevada por lo que se puede considerar circuito abierto independientemente del valor de la resistencia serie. Por ello, las posiciones de los polos tienden hacia los valores correspondientes al sensor a circuito abierto, que para el Mark L4-C son: amortiguamiento de 0.28 y 1 Hz. de frecuencia propia.

En la tabla 2.II se muestran los valores de R_L y C , así como los polos y el cero no trivial (existe siempre un cero doble en el origen), para las configuraciones indicadas con asterisco para los polos y círculos para los ceros (amortiguamiento de 0.707 o lo más alto posible en caso de que no se pueda obtener).

R_L (Ω)	C (μF)	Cero	Polos		
2000	80.0	-6.2500	$-1.6489 \pm 1.6489 j$	-1227.67	-12.2177
3000	64.8	-5.1440	$-1.8334 \pm 1.8334 j$	-1394.05	-10.7615
6134	39.9	-4.0858	$-2.3844 \pm 2.3817 j$	-1914.20	-7.5222
8904	30.9	-3.6346	$-2.8938 \pm 2.8937 j$	-2373.24	-5.3131
13406	31.1	-2.3985	$-3.5019 \pm 4.1659 j$	-3119.20	-2.2711
22000	23.9	-1.9018	$-3.0330 \pm 4.9997 j$	-4541.15	-1.7582

Tabla 2. II.- Valores del condensador y resistencia de carga, así como la ubicación de los polos y ceros para los puntos indicados en la figura 2.9

Como puede observarse, tanto en la tabla como en la figura 2.9, para los dos últimos casos (resistencias de 22 y 13.406 $\text{k}\Omega$) existe cancelación práctica del cero real con el polo real más próximo al eje imaginario. En estos casos, el sistema se comporta de forma análoga a uno de segundo orden.

En la figura 2.10 se muestran las respectivas curvas de respuesta en frecuencia con las configuraciones señaladas, utilizando la ecuación (2.13), ya que como se ha indicado podemos despreciar el polo más alejado y aproximar el sistema por uno de tercer orden.

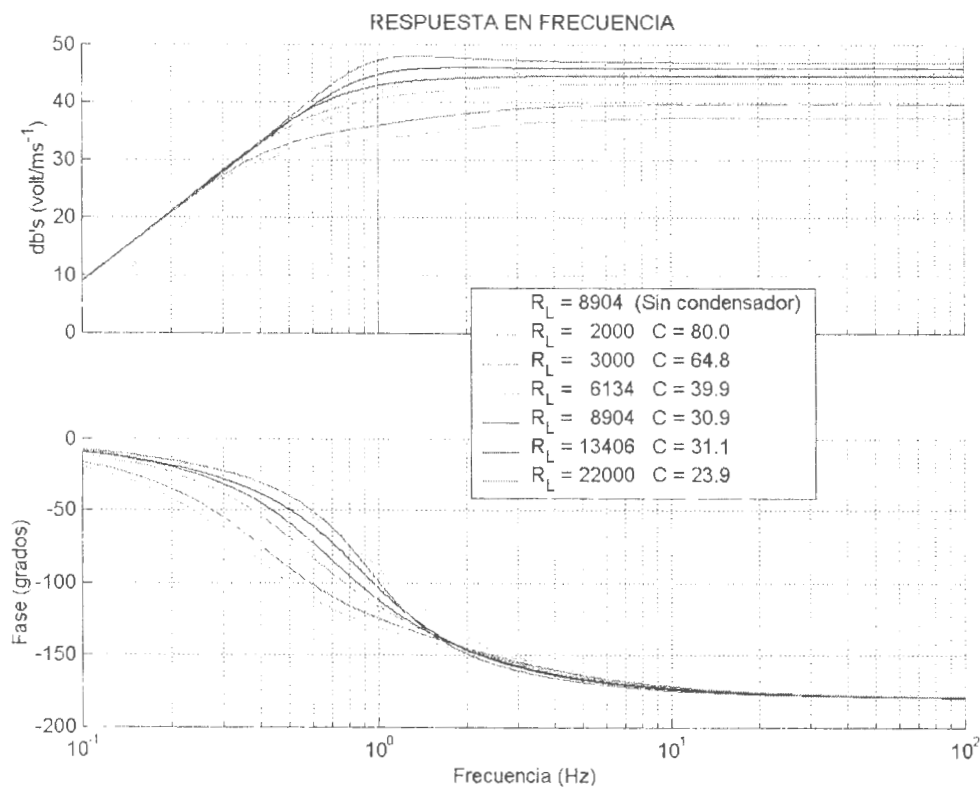


Figura 2.10.- Respuesta en frecuencia para las combinaciones de resistencia y condensador indicadas en la tabla 2.II (resistencia en Ω y capacidades en μF) frente a la correspondiente respuesta sin condensador y una resistencia de carga de 8904Ω ($\xi_e = 0.7$), línea amarilla.

Como puede observarse en la figura, la ganancia en el caso de bajas resistencias de carga (2000 , 3000 y 6134Ω) se encuentra muy atenuada frente a los 48.83 decibelios de la constante “G” de transducción nominal del sensor (calculada para el Mark L4-C con $G = 276.38 \text{ V/ms}^{-1}$), como ya sucedía cuando no se incluía condensador en serie. Por otro lado, el efecto del polo y cero reales afectan altamente a la zona de bajas frecuencias reduciendo el ancho de banda, aunque elimina el efecto de resonancia que tendría el sistema con sólo resistencia.

En el caso de resistencia de carga de 8904Ω y condensador de $30.9 \mu\text{F}$, la respuesta en frecuencia presenta la misma ganancia que la calculada con sólo resistencia de carga a alta frecuencia pero extiende el ancho de banda hacia frecuencias más bajas.

Para resistencias de 13406 y 22000Ω , con condensadores de 31.1 y $23.9 \mu\text{F}$ respectivamente, el efecto del polo y cero reales consiste en disminuir la resonancia y aumentar el ancho de banda. Por otro lado, valores de resistencia tan elevados, como ya veremos, no son recomendables debido al ruido térmico que generan.

En la tabla 2.III se presentan los valores de la ganancia, la frecuencia de corte (-3dB's) y la frecuencia propia que correspondería a un sistema de segundo orden con los mismos polos complejos conjugados.

R_L (Ω)	C (μ F)	G (V/ms^{-1} y dB's)		f_c (Hz.)	f_o (Hz.)
2000	80.0	73.70	37.35	1.32	0.37
3000	64.8	97.54	39.78	1.26	0.41
6134	39.9	145.72	43.27	0.91	0.54
8904	30.9	170.84	44.65	0.79	0.65
13406	31.1	195.97	45.84	0.78	0.86
22000	23.9	221.10	46.89	0.73	0.93

Tabla 2.III.- Valores de ganancia efectiva, frecuencia de corte y la frecuencia natural correspondiente a un sistema de segundo orden cuyos polos fuesen únicamente los complejos conjugados obtenidos, para las configuraciones de resistencia y condensador serie indicados en la tabla 2.II.

Como ya hemos comentado en los párrafos anteriores, a partir de la tabla 2.III se puede apreciar como el efecto del cero y polo real modifica la frecuencia de corte hacia valores superiores a la correspondiente a los polos complejo conjugados. Especialmente graves son las dos primeras configuraciones, para las que la frecuencia de corte es mayor que en el caso de tener únicamente resistencia de carga, y por tanto el ancho de banda es menor.

2.5.5. ELECCION DE LA RESISTENCIA Y EL CONDENSADOR.

A partir de las frecuencias de corte y la ganancia efectiva indicadas en la tabla 2.III deberíamos elegir una resistencia de 22 k Ω puesto que tanto el ancho de banda como la ganancia son mayores. Pero como ya hemos mencionado, también aumentará el ruido generado.

Hay que observar que la ganancia efectiva ($w \gg w_c$) para la ecuación (2.13) sólo depende, además de la constante de transducción "G", de la relación entre la resistencia de carga y la resistencia total (suma de la resistencia interna con la resistencia de carga), al igual que sucedía cuando cargábamos el circuito sólo con una resistencia.

Por otro lado, la elección del condensador se ha efectuado únicamente con objeto de obtener un amortiguamiento efectivo de 0.707 para los polos complejos conjugados. Pero, como ya hemos visto, el efecto del cero y polo reales, que se añaden al incluir el condensador, provoca atenuación en las proximidades de la frecuencia de corte. Por ello, para una resistencia dada, podemos obtener una respuesta plana incluso si elegimos un condensador que modifique la posición de los polos complejos hacia amortiguamientos efectivos ligeramente menores, esto es, que produzcan una ligera resonancia.

En la figura 2.11 A) y B) se muestran, para el sensor Mark L4-C, las curvas de respuesta en frecuencia para resistencias de carga de 8900 Ω y 10 k Ω respectivamente con diversos valores del condensador (que se pueden realizar fácilmente a partir de los valores comerciales disponibles).

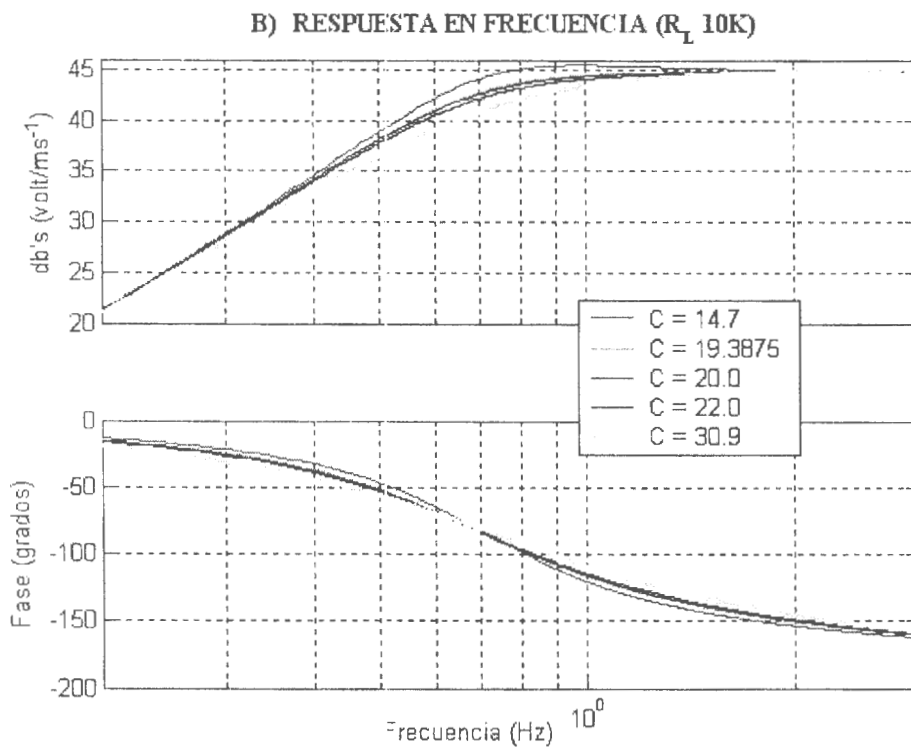
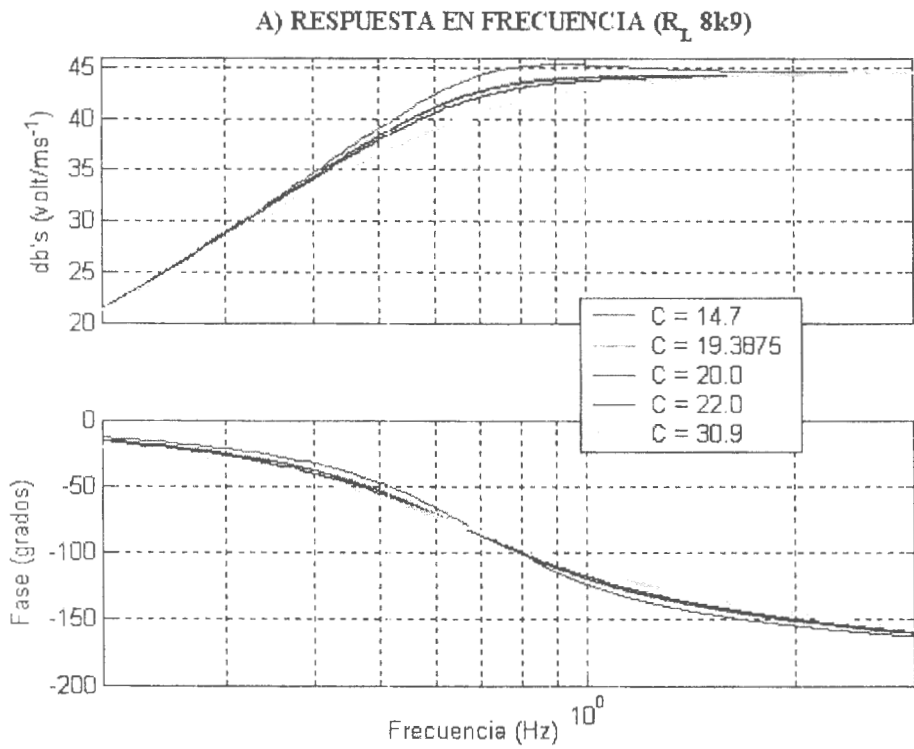


Figura 2.11.- Respuesta en frecuencia para diversos valores de capacidad: A) Con resistencia de carga de 8900Ω y B) Con resistencia de $10 \text{ k}\Omega$. En ambas se representa en amarillo la curva para $C=30.9 \mu\text{F}$.

Como se aprecia en las curvas representadas, se obtiene una curva más plana y una mejora del ancho de banda, utilizando condensadores más pequeños que el seleccionado en un principio. Esto implica que la posición de los polos complejos se ubica en la recta de amortiguamientos menores que 0.707 por lo que provocan resonancia, pero el efecto del polo y cero real lo compensan, obteniendo una curva plana sin resonancia, a excepción de la curva correspondiente a un condensador de $14.7\mu\text{F}$.

En la tabla 2.IV se muestran las frecuencias de corte para cada caso, así como el valor de la resonancia en caso de existir, donde la magnitud de la resonancia (M_r) en decibelios se mide a partir de la ganancia efectiva para altas frecuencias.

C (μF)	R_L 8k9 ($G_e = 44.6505$ dB)			R_L 10k ($G_e = 45.0234$ dB)		
	F_c (Hz.)	F_r (Hz.)	M_r (dB)	F_c (Hz.)	F_r (Hz.)	M_r (dB)
14.7	0.575	0.921	0.6619	0.595	0.98	0.4475
19.3875	0.625	----	----	0.651	----	----
20.0	0.633	----	----	0.659	----	----
22.0	0.663	----	----	0.689	----	----
30.9	0.798	----	----	0.800	----	----

Tabla 2. IV.- Frecuencia de corte y valores de resonancia (si hay) para diversas configuraciones de resistencia y condensador de carga en serie.

Como se puede apreciar, incluso cuando existe resonancia la respuesta se puede considerar plana a partir de la frecuencia de corte, ya que el error relativo cometido representa el 1.4824% de la ganancia efectiva para el caso de una resistencia de 8k9, y tan sólo el 0.9941% para una resistencia de 10 k Ω .

Por otro lado, los valores obtenidos para ambas resistencias son similares, por lo que finalmente se ha seleccionado una resistencia de 9k5 Ω y 20 μF , valor intermedio que mantiene la respuesta dentro del rango de 0.64 Hz. para la frecuencia de corte y ganancia efectiva próxima a los 45 decibelios, aunque existan ligeras variaciones sobre sus valores nominales (las resistencias se eligen del 1% y los condensadores disponibles son del 20%).

Para esta configuración, la frecuencia de corte es de 0.648 Hz. y la ganancia efectiva de 44.8627 decibelios. En la tabla 2.V se dan las posiciones teóricas de polos y ceros para la configuración elegida de 9k5 Ω y 20 μF .

Reales (112.88 dB)	POLOS			CEROS		
	-2470,9	-7,4775	$-2,2514 \pm j 3,5483$	0	0	-5,2632
Aproxim. (44.8627 dB)	----	-7,4385	$-2,2529 \pm j 3,5518$	0	0	-5,2632

Tabla 2.V.- Polos y ceros para la configuración elegida de resistencia de 9k5 Ω y un condensador serie de 20 μF . Se presentan los valores calculados a partir de la ecuación (2.12) y su aproximación, ya justificada, mediante la ecuación (2.13).

Los valores de ganancia dados en la tabla 2.V difieren ampliamente del caso real al aproximado, sin embargo, la respuesta en frecuencia es la prácticamente la misma como se puede apreciar en la figura 2.8. La diferencia radica en que al no desprejir el polo real alejado del eje imaginario, debe aparecer en el numerador un factor numéricamente igual al valor absoluto del mencionado polo; la razón es que al descomponer el denominador de las ecuaciones (2.12) y (2.13) en factores, el coeficiente correspondiente al mayor grado debe normalizarse a la unidad.

Como ya se ha mencionado, los valores se han elegido de forma que la curva de respuesta en frecuencia no cambie apreciablemente con pequeñas variaciones sobre el valor nominal de los componentes. En la figura 2.12 se muestran las curvas de respuesta obtenidas al variar la resistencia en un 10% y las obtenidas para variaciones de la capacidad en un máximo del 20% de su valor nominal.

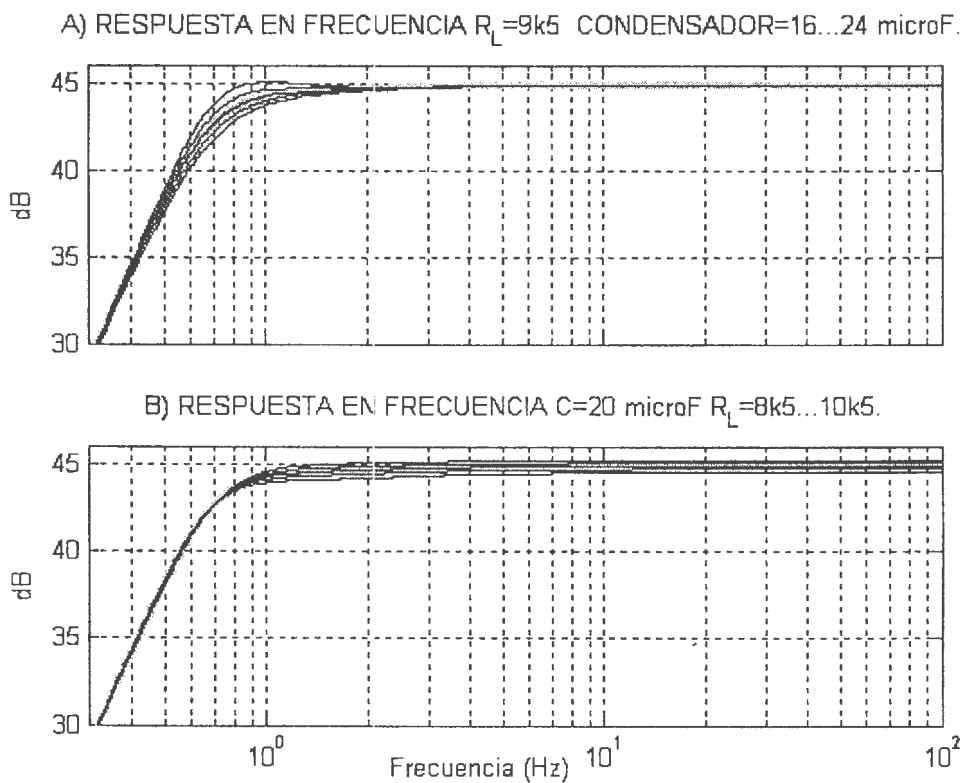


Figura 2.12.- Variación de la respuesta en frecuencia con ligeras variaciones de la resistencia y el condensador de carga. A) Variación del condensador en un máximo del 20% de su valor nominal de $20\mu F$. B) Variación de la resistencia de carga en un 10% de su valor de diseño ($9k5$). En amarillo, se presenta la respuesta correspondiente a los valores de diseño.

Hay que hacer notar, que no sólo se ha logrado aumentar el ancho de banda respecto al sistema clásico de cargar el sistema únicamente con una resistencia, sino que además la forma sigue siendo similar a la de un sistema de 2º orden. Esto tendrá importancia, como veremos más tarde, cuando tratemos de ampliar el ancho de banda.

2.6. MARGEN DINAMICO.

El margen dinámico se define como la razón entre la señal más grande y más pequeña que se puede medir, normalmente expresada en decibelios.

Para el sistema sensor (incluyendo la impedancia de carga pero sin amplificador) la máxima señal que podemos obtener viene determinada por la saturación mecánica, mientras inferiormente el límite lo determina su ruido interno (movimiento browniano y ruido Jonson de las resistencias interna y de carga).

Por otro lado, en la mayoría de los casos, es necesario amplificar la señal del sensor antes de efectuar su conversión a digital. En este caso, la máxima señal que podremos resolver viene impuesta por la saturación electrónica del amplificador, mientras que, nuevamente, es el ruido del conjunto sensor-amplificador (que se discutirá posteriormente) el que limita la mínima señal que puede ser resuelta.

En la figura 2.13 se muestran las curvas del rango dinámico tanto para la saturación mecánica como electrónica, calculadas para el caso del sensor Mark L4-C y utilizando un amplificador operacional en configuración no inversora para el cálculo de ruido.

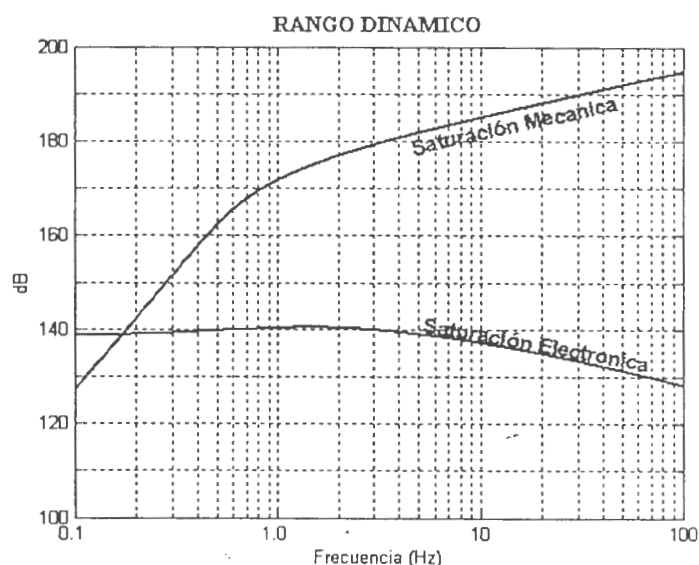


Figura 2.13.- Máximo Rango dinámico debido a las limitaciones mecánicas y electrónicas, donde el nivel mínimo se refiere al ruido de salida del sistema sensor-impedancia de carga, calculadas para el caso del Mark L4-C.

El rango dinámico por saturación electrónica es inferior al mecánico para frecuencias superiores a 0.17 Hz., manteniéndose en torno a los 140 dB hasta unos 4 Hz, frecuencia a partir de la que comienza una ligera disminución.

Estos resultados concuerdan con los obtenidos por Havskov y Alguacil (2003) y Alguacil (1996) para este sensor.

Desde el punto de vista del registro sísmico, la mínima señal viene determinada por el ruido sísmico (que supondremos intermedio entre los modelos de alto (NHNM) y bajo

(NLNM) ruido de Peterson), o por el ruido del sistema sensor-amplificador para frecuencias inferiores a los 0.1 Hz (ver punto 2.10.5).

Para obtener la aceleración a partir de la densidad espectral dada en los modelos, hemos calculado su valor eficaz por promedios en 1½ octavas (Rodgers, 1994 y Rodgers, 1992):

$$P_{vv} = \frac{P_{aa}}{w^2}$$

$$rms = \sqrt{2 \cdot BW(f) \cdot P_{vv}} \quad (2.14)$$

$$BW(f) = \left(2^{\frac{1}{2n}} - 2^{-\frac{1}{2n}}\right) \cdot f$$

donde P_{vv} y P_{aa} son las densidades espectrales de potencia de velocidad y aceleración (respectivamente) del NLNM y n vale 2 para el ancho de banda seleccionado (1½ octavas). Posteriormente hay que multiplicarlo por la función de transferencia del sensor para obtener la tensión en V a su salida:

$$V_{vv,i} = rms \cdot |T_v(jw)|$$

donde $V_{vv,i}$ es la tensión del NLNM a la entrada del amplificador.

El convertidor A/D utilizado tiene un rango dinámico nominal de 129 dB para una frecuencia de muestreo de 125 Hz y un fondo de escala de ±10 V, por lo que la tensión mínima que es capaz de resolver es de 3.55µV.

En la figura 2.14 se muestran las tensiones a la salida del sensor para la saturación mecánica, los modelos de ruido de Peterson y las tensiones máximas y mínimas del convertidor A/D.

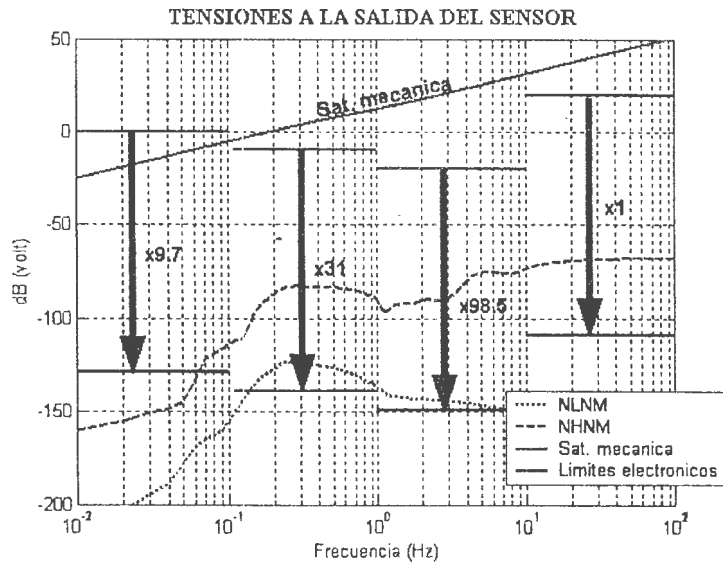


Figura 2.14.- Tensiones referidas a la salida del sensor (entrada al preamplificador) para los modelos de ruido de Peterson, la saturación mecánica y los límites máximos y mínimos del convertidor A/D utilizando diversas ampliaciones.

La separación entre los valores máximo y mínimo del conversor A/D representa su rango dinámico de 129 dB, encontrándose desplazadas hacia abajo al aumentar la amplificación.

Dependiendo de lo que deseemos registrar debemos variar la amplificación. Rodgers (1992 y 1994) y Riedesel et al. (1990) señalan que únicamente entre 0.1 y 10 Hz. (aproximadamente) el modelo de bajo ruido de Peterson, se mantiene por encima del ruido generado por el conjunto sensor-amplificador, para el caso del Mark L4-C y el operacional OP-27, por tanto, la máxima amplificación necesaria sería de 98.55 (39.87 dB) ya que en la banda señalada el digitalizador puede resolver el ruido del suelo más bajo esperado en el modelo.

2.7. ANCHO DE BANDA.

Como puede apreciarse en la figura 2.10, la inclusión del condensador de carga en serie con la resistencia aumenta la ganancia a bajas frecuencias (inferiores a 1 Hz.) en el orden de 5 decibelios, no disminuyéndola en el rango de las altas frecuencias.

La frecuencia de corte se encuentra desplazada hacia el rango de frecuencias menores, en la tabla 2.IV se señalan las frecuencias de corte para varios valores del condensador en los casos de una resistencia de carga de 8k Ω y 10 k Ω . En el caso de una resistencia de 9k Ω con un condensador de 20 μ F la disminución es del orden del 35%.

Hay que tener presente que lo que deseáramos es poder tener todas las amplitudes espectrales igualmente amplificadas, es decir, que la proporcionalidad entre la tensión de salida del sensor y el movimiento del suelo, fuese independiente de la frecuencia. Pero sabemos que los ceros en el origen de la función de transferencia, ecuaciones (2.5) y (2.12), impide tener salida de tensión ante un movimiento uniforme.

Por otro lado, el rango dinámico del conversor A/D limita la mínima tensión de entrada capaz de ser resuelta. Por ello se necesita, no sólo amplificar la salida del sensor, sino reforzar la banda de bajas frecuencias que presentan una ganancia muy inferior a la efectiva (constante de la función de transferencia).

Por ello han sido numerosos los trabajos encaminados a ampliar el ancho de banda, es decir, a desplazar la frecuencia de corte hacia la izquierda tanto como sea posible, sin alterar la respuesta a altas frecuencia.

Los sensores activos utilizan principalmente la técnica de compensación (masa balanceada) por realimentación, pero utilizan un transductor de desplazamiento como salida del sensor (Havskov y Alguacil, 2003), por lo que no se tratarán en esta tesis.

Las técnicas para ampliar el ancho de banda, para transductores de velocidad (Alguacil, 1996), más frecuentemente utilizadas se basan en el uso de filtros ecualizadores (digitales o analógicos) que refuerzan (*boost*) la ganancia a bajas frecuencias, o en las técnicas de realimentación que actúan sobre el propio sensor.

La primera técnica ha sido utilizada, entre otros, por Daniel (1979) para estaciones portátiles de periodo intermedio, por Stauber (1983) en las estaciones de la red CALNET,

por Prothero y Schaecher (1984) en los sismómetros de fondo oceánico, y por Roberts (1989) para ecualizar los sensores Mark L4-C 1 Hz. utilizados en experimentos telúricos en Nuevo Méjico.

La segunda de las técnicas utiliza las propiedades de los geófonos sobreamortiguados (Willmore, 1961). Los polos de la ecuación (2.6) para sistemas sobreamortiguados son reales (ver la discusión efectuada en el punto 2.5.1 para amortiguamientos mayores que la unidad, figura 2.3) y la ganancia efectiva disminuye. Esta técnica presenta el límite de la resistencia interna de la bobina, por ello, se utilizan resistencias negativas, implementadas mediante componentes activos (el desarrollo y circuito práctico se puede encontrar en Alguacil, 1996), de forma que se logra un gran sobreamortiguamiento sin disminuir la ganancia. Posteriormente se utiliza la técnica de ecualización. Este método ha sido empleado en equipos comerciales de Lennartz Electronic (1987).

Burke et al. (1970) rechaza esta técnica de realimentación ya que la combinación sismómetro-amplificador presenta las mismas limitaciones que los grandes sismómetros mecánicos, sin incrementar la SNR a una frecuencia dada. Por ello amplifica los largos periodos utilizando un filtrado diferencial, combinándolos posteriormente con la señal original.

En ambos casos se necesita amplificar los periodos más largos. En los trabajos citados, esta amplificación se realiza por medio de filtros analógicos, reforzando las frecuencias inferiores a la de corte. En realidad, esta técnica se basa en el principio de cancelación de polos, introduciendo dos ceros que cancelen los polos del sensor, e introduciendo dos polos en las posiciones deseadas para lograr una respuesta plana en el rango de frecuencias de interés.

En la figura 2.15 se muestra la ganancia adicional necesaria para ecualizar un sensor Mark L4-C con y sin condensador para la misma resistencia de carga, y si conectamos una resistencia negativa para obtener la misma ganancia.

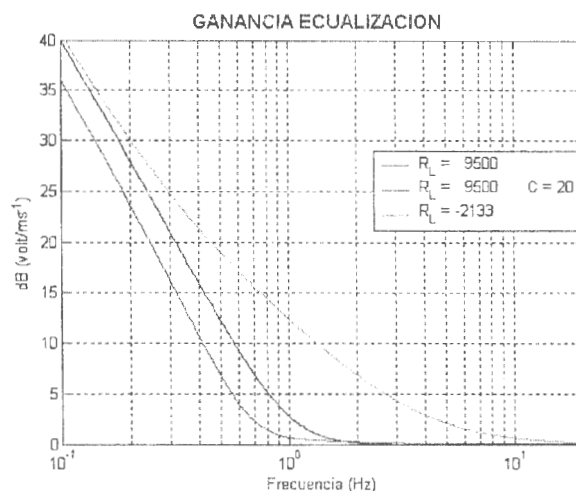


Figura 2.15.- Amplificación que el ecualizador tiene que proveer para el caso de un Mark L4-C con resistencia de carga de 9k5Ω (azul) y “- 2k13”Ω (verde). En rojo se presenta el mismo resultado cuando, además de la resistencia de 9k5Ω, tiene un condensador serie de 20 μF.

Como puede apreciarse, el condensador de carga permite ecualizar con menor ganancia que cuando no existe, para un mismo valor de la resistencia de carga, siendo la diferencia del orden de 5 dB.

La técnica de realimentación utilizando una resistencia negativa presenta la ventaja de presentar una resistencia equivalente baja para la misma amplificación, y simplifica el circuito del propio ecualizador, ya que la cancelación se realiza sobre polos reales. Por tanto se obtiene una mejor ecualización que para el caso de incluir sólo la resistencia.

Hay que señalar que la función de transferencia propuesta en esta tesis (previa a la ecualización), es más compleja que las dos soluciones anteriores, por lo que el diseño de una ecualización analógica es mucho más complejo. Sin embargo, la pérdida de rango dinámico, impuesta por la saturación electrónica, es menor.

Debemos señalar que si utilizamos un convertor A/D con un gran rango dinámico no es necesaria la ecualización analógica, ya que se puede realizar un filtro digital que ecualice la respuesta global sin pérdida del rango dinámico.

2.8. EL CIRCUITO AMPLIFICADOR.

El convertidor A/D utilizado (Crystal CS5322/CS5323) tiene 129 dB de rango dinámico típico para una frecuencia de muestreo de 125 Hz.

Si volvemos sobre la figura 2.14, podemos ver que dependiendo de lo que deseemos registrar debemos variar la amplificación antes de la entrada al convertor A/D. En el caso de no amplificar (x1) el rango dinámico del sistema disminuye debido a que a frecuencias inferiores a 3 Hz. se alcanza la saturación mecánica antes que la electrónica. Para las otras amplificaciones señaladas en la figura, este hecho se produce a frecuencias muy bajas, fuera de la banda de interés.

Bufoñ et al. (2002) presentan la red sísmica de Banda-Ancha ROA/UCM desplegada en el sur de España. En su trabajo se presenta el estudio de ruido de la estación SFUC efectuado por Cesca et al (2001), figura 2.16.

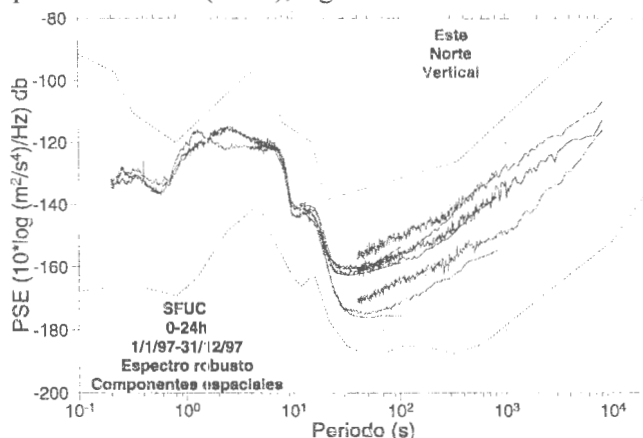


Figura 2.16.- Densidad espectral del ruido sísmico para la estación SFUC de la red VBB ROA/UCM obtenida para el año 1997. Las líneas continuas corresponden a las 3 componentes (NS, EW y Z), mientras las discontinuas representan los modelos de ruido de Peterson.

Como se aprecia en la figura, la densidad espectral del ruido es del orden de 20 dB superior al modelo NLNM. Debido a que en el mismo emplazamiento se encuentra la estación SCRT de la red de corto periodo que presenta un nivel de ruido cercano a la media de esta red, podemos suponer que el ruido medio para las estaciones de corto periodo será similar al de la estación de Banda Ancha mostrado en la figura.

Si comparamos este resultado con las tensiones representadas en la figura 2.14, se observa que una amplificación de 19.8 dB (x9.7) sería adecuada.

En definitiva, deseamos no sólo obtener una red para el estudio de la microsismicidad sino también que sea capaz de resolver el ruido sísmico. Por ello, debemos amplificar la señal en el orden de 20 dB antes de efectuar la conversión A/D.

Hemos diseñado un amplificador con ganancia seleccionable de 20, 30 y 40 dB, manteniendo las 3 posibilidades de amplificación representadas en la figura 2.14.

Por otro lado, el convertidor A/D utiliza la técnica Delta-Sigma con arquitectura de sobremuestreo (256Kbits por segundo) de 4° orden para el modulador analógico y posteriormente se deciman los datos mediante filtros digitales multi-etapa FIR (filtros de respuesta finita) de fase lineal.

Virtualmente, el sobremuestreo elimina la necesidad de filtros antialiasing clásicos, ya que se encuentran incluidos en el convertidor. Además, el polo alejado que hemos despreciado en la aproximación (debido a la inductancia L), hace que a alta frecuencia la respuesta se atenúe a razón de 20 dB/década, y por tanto estaría actuando indirectamente de filtro *antialiasing*.

Para evitar ruido de alta frecuencia que pueda inducirse a la entrada del convertidor, se ha incluido un filtro paso bajo de elevada frecuencia de corte para que la respuesta a las frecuencias de interés (inferiores a 62.5 Hz.) no se modifique de forma apreciable, tanto en amplitud como en fase.

2.8.1. EL PREAMPLIFICADOR.

En el diseño de la etapa de amplificación ha de tenerse presente que la impedancia de entrada debe ser muy elevada para que no cargue al sensor, ya que en caso contrario no podrían tratarse de forma independiente y la función de transferencia global no sería el producto de cada una de ellas (Ogata, 1980).

Por otro lado, desearíamos una entrada diferencial que proporcione rechazo a las posibles señales inducidas por la red y, eventualmente, de ruidos inducidos en modo común. Pero los amplificadores trabajando en modo diferencial presentan una baja impedancia de entrada, en paralelo con la impedancia de carga del sensor.

Rodgers (1992) compara el preamplificador inversor con el no inversor, señalando las ventajas e inconvenientes de cada uno, realizando finalmente su estudio de ruido sobre un amplificador no inversor.

En la figura 2.17 se muestra el esquema del preamplificador no inversor utilizado, evitando el posible ruido inducido en modo común al situarlo cerca del sensor y usar cables altamente apantallados.

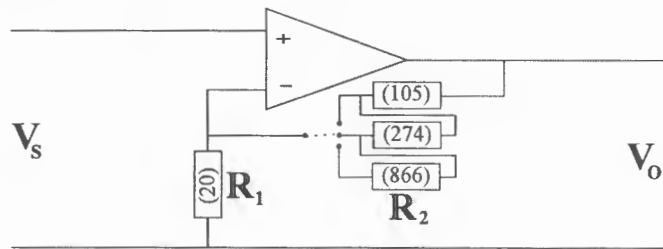


Figura 2.17.- Pre-amplificador de aislamiento, con una configuración no inversora para obtener una gran impedancia de entrada (Sólo se muestran los elementos esenciales).

Considerando al amplificador operacional ideal, la resistencia de entrada es infinita, y la ganancia de tensión viene dada por:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.15)$$

La resistencia R_2 puede tomar 3 valores diferentes (seleccionable por medio de un microinterruptor) para poder obtener las amplificaciones de 16, 26 y 36 decibelios, ya que los 4 decibelios faltantes serán proporcionados, como veremos, por el filtro de radiofrecuencia en la siguiente etapa. Por ello debemos elegir valores de R_1 y R_2 con una razón de 18.95, 38.81 y 78.43 respectivamente, y evitando valores altos para no incrementar el ruido térmico (Johnson, 1927) producido en ellas.

Tomando valores comerciales, para una tolerancia del 1%, 0.6 vatios y un coeficiente de temperatura de 50ppm/°C, hemos diseñado el circuito con los siguientes valores: $R_1 = 20\Omega$ y $R_2 = 105, 379$ y 1245Ω , obteniendo ganancias de 15.92, 26.00 y 36.02 decibelios respectivamente, que podremos elegir en función del ruido sísmico de sitio (La resistencia R_2 se configura en escalera obteniendo su valor como suma acumulativa, como se aprecia en la figura 2.17).

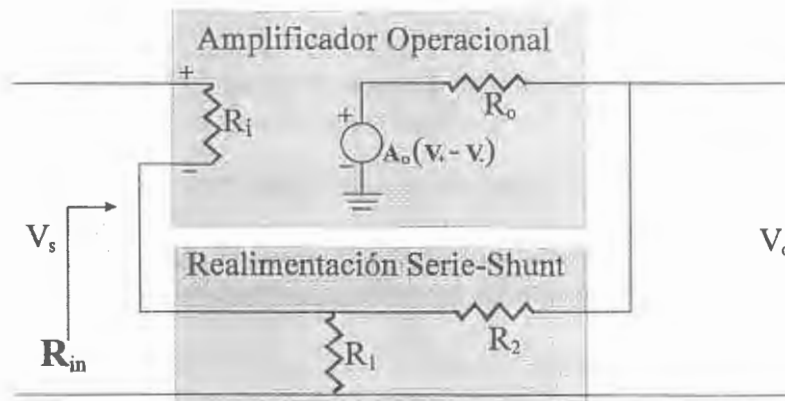


Figura 2.18.- Amplificador operacional real en configuración no inversora y su realimentación negativa serie-shunt, según el esquema de la figura 2.17.

Pero si tenemos presente el modelo de baja frecuencia de un amplificador operacional real (Millman, 1987) representado en la figura 2.18, obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{R_o}{A_o R_i}}{1 + \frac{R_o}{A_o R_i R_1} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_o} + \frac{R_o + R_2}{A_o R_i}} \quad (2.16)$$

$$R_{in} = \frac{A_o R_i R_1 + R_i (R_o + R_1 + R_2) + R_1 (R_o + R_2)}{R_o + R_1 + R_2}$$

Comparando las ecuaciones (2.15) y (2.16) se puede comprobar fácilmente que para que el amplificador real se comporte de forma cuasi-ideal, es necesario disponer de una ganancia (A_o) y resistencia (R_i) diferencial muy altas.

Para el amplificador operacional OP27 y con los valores de las resistencias, R_1 y R_2 indicados, obtenemos el mismo valor para la ganancia ideal (con un error del 0.0080% en el peor de los casos) y una resistencia de entrada, R_{in} , del orden de 20 $G\Omega$ (podemos considerarla como circuito abierto). Por tanto, se puede considerar ideal, y que no carga al circuito del sensor ya que la resistencia de entrada se encuentra en paralelo con la impedancia de carga del sensor.

El efecto de la resistencia de entrada sobre la impedancia de carga del sensor se puede despreciar en el rango de frecuencias de interés, siendo el error relativo para la resistencia de carga y para el condensador inferior al 10^{-3} ppm.

Por tanto, podemos considerar que el preamplificador no carga al sistema (sensor), y es correcto obtener la función de transferencia del sistema total por simple multiplicación de las correspondientes a cada bloque funcional. La ecuación (2.15) representa la función de transferencia para esta etapa.

Otros factores que han influido en la elección del amplificador operacional OP27 son su bajo nivel de ruido tanto de tensión como de corriente, las bajas corrientes y tensiones de descentrado (“*offset*”). Además, se han tenido presentes: el “*slew rate*” o velocidad de crecimiento (SR) y el producto de la ganancia por el ancho de banda; ambos deben ser lo más alto posibles.

Rodgers (1994) compara el ruido de diversos conjuntos sensor-preamplificador, y en el caso del sensor Mark L-4C los resultados obtenidos con este amplificador operacional resultaron ser adecuados.

2.8.2. EL FILTRO *ANTI*ALIASING.

Ya hemos comentado que el propio convertidor A/D proporciona filtros *antialiasing* (batería de filtros FIR), y además que en el modelo más real del sismómetro, el polo no dominante (que hemos despreciado, ecuación (2.5)) actúa a partir de las altas frecuencias proporcionando capacidad de *antialiasing*.

A pesar de ello, hemos incluido un filtro *antialiasing* de 2º orden utilizando una sección Sallen y Key (Millman, 1987), con un amplificador operacional en modo

no inversor y realimentación positiva para evitar posibles interferencias de radio frecuencia.

Para evitar rizados en la banda de interés se ha optado por el diseño de un filtro paso bajo Butterworth (máxima planitud en la banda de paso) y frecuencia de corte suficientemente alta para que en la banda de interés los errores en ganancia y fase se puedan despreciar. Obsérvese que la frecuencia de Nyquist es de 128 KHz., ya que el convertidor A/D hace un muestreo a 256 Kbits por segundo.

La función de transferencia para este circuito (representado esquemáticamente en la figura 2.19) es:

$$H(s) = \frac{A_F}{R_3 R_4 C_1 C_2 s^2 + [C_2(R_3 + R_4) + R_3 C_1(1 - A_F)]s + 1} \quad (2.17)$$

$$A_F = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

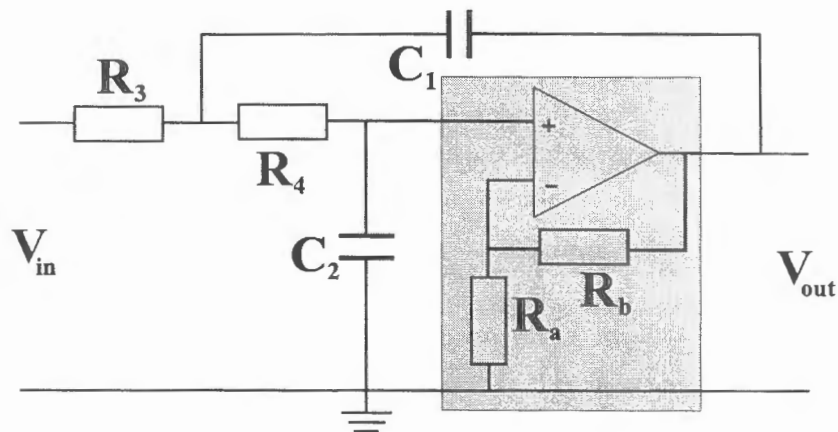


Figura 2.19.- Sección paso-bajo Sallen y Key utilizando un amplificador en configuración no inversora (realimentación positiva).

La función de transferencia normalizada en frecuencia ($\omega_0=1$) para un filtro paso bajo, Butterworth de 2° orden, puede encontrarse fácilmente en numerosos textos (por ejemplo, Millman (1987) y Kuo (1966)). Efectuando una sencilla transformación obtenemos la expresión del filtro para cualquier frecuencia de corte y ganancia "K":

$$H(s) = \frac{K \omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2} \omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.18)$$

Comparando las ecuaciones (2.17) y (2.18) obtenemos:

$$\omega_c^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C_1 C_2} \quad K = A_F$$

$$\sqrt{2} \omega_c = \frac{C_2(R_3 + R_4) + R_3 C_1(1 - A_F)}{R_3 R_4 C_1 C_2}$$

Hay que observar que en las ecuaciones anteriores tenemos 2 grados de libertad, ya que tenemos 5 incógnitas y 3 ecuaciones. Por esta razón, es frecuente utilizar resistencias y condensadores de igual valor al objeto de simplificar la fabricación del circuito. Con estas condiciones, las ecuaciones se reducen a:

$$\begin{aligned} R_3 &= R_4 & C_1 &= C_2 \\ w_c &= \frac{1}{R_3 C_1} & \sqrt{2} &= (3 - A_F) & K &= A_F \end{aligned} \quad (2.19)$$

Al objeto de que el error en ganancia y en fase, dentro de la banda de interés sea despreciable, hemos elegido una frecuencia de corte muy alta, $f_c = 800$ Hz, pero muy inferior a la frecuencia de Nyquist.

Tomando $C = 47$ nF obtenemos un valor para las resistencias de 4.23 k Ω y una ganancia, A_F , de 1.5858 (4.005 dB). Por tanto, la relación entre las resistencias utilizadas en el lazo de realimentación es de $R_a = 1.7071 R_b$. Con objeto de minimizar el número de valores utilizados, así como su dispersión (razón entre el menor y mayor valor de las resistencias), elegimos $R_a = 4.23$ k Ω por lo que $R_b = 2.48$ k Ω .

Tomando para las resistencias (tolerancia del 5% y de 0.66 vatios) y para los condensadores los valores comerciales más próximos ($C_1 = C_2 = 47$ nF, $R_3 = R_4 = R_a = 4$ k Ω y $R_b = 2$ k Ω), la función de transferencia del filtro resulta ser:

$$H(s) = \frac{A_F w_c^2}{s^2 + 2h_{eq} w_c s + w_c^2} \quad (2.20)$$

con una frecuencia de corte de 787.5 Hz., una ganancia efectiva, A_F , de 1.5581 (3.8521 dB) y un amortiguamiento equivalente (h_{eq}) de 0.7209.

2.9. LA RESPUESTA TOTAL DEL SISTEMA.

La respuesta global viene dada por el producto de las funciones de transferencia del sensor, preamplificador y filtro *antialiasing*. Si no despreciamos el polo más alejado, la función de transferencia total viene dada por la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{-G(1 + R_L C s)s^2}{(s^2 + 2\xi_o w_o s + w_o^2)(L C s^2 + R C s + 1) + \frac{G^2 C}{M} s^2} A_v \frac{A_F w_c^2}{s^2 + 2h_{eq} w_c s + w_c^2} \quad (2.21)$$

donde $R = R_i + R_L$, suma de la resistencia interna de la bobina y la resistencia de carga, y C es la capacidad del condensador de carga.

Pero la ecuación anterior puede aproximarse por la siguiente dentro del rango de frecuencias de interés ($f < 62.50$ Hz) como ya se ha comentado:

$$H(s) = \frac{-G'(s+z)s^2}{(s+p)(s^2 + 2\xi_{eq} w_{eq} s + w_{eq}^2)} A_v A_F \quad (2.22)$$

siendo G' la ganancia del sensor en la banda de paso, z el cero real, p el polo real dominante, w_{eq} la nueva frecuencia natural del sistema cargado y ξ_{eq} el amortiguamiento efectivo equivalente (resultante del par de polos complejo conjugados).

En la tabla 2.VI se muestran los valores de los parámetros de la ecuación anterior, para los valores señalados en los puntos anteriores:

G'	z	p	ξ_{eq}	f_{eq}
175.643 (44.89 dB)	5.2632	7.4775	0.5358	0.6688 Hz.

A_V (seleccionable)			A_F
6.25 (15.92 dB)	19.95 (26.00 dB)	63.25 (36.02 dB)	1.56 (3.85 dB)

Tabla 2.VI.- Valores nominales de los parámetros de la ecuación 2.22, correspondiente al sistema completo: sismómetro (con carga capacitiva), preamplificador y filtro. La ganancia en tensión del preamplificador se puede seleccionar entre los tres valores indicados.

Por tanto podemos amplificar (preamplificador y filtro) la salida del sensor en 19.77, 29.85 ó 39.87 decibelios, valores muy próximos a los inicialmente proyectados.

Señalemos que, aunque la frecuencia del término de 2º orden es de 0.6688 Hz, la frecuencia de corte del sistema es menor debido al efecto del polo y cero reales, siendo de 0.65 Hz.

En la figura 2.20 se muestra el error total cometido al efectuar la aproximación de la ecuación (2.21) por la (2.22).

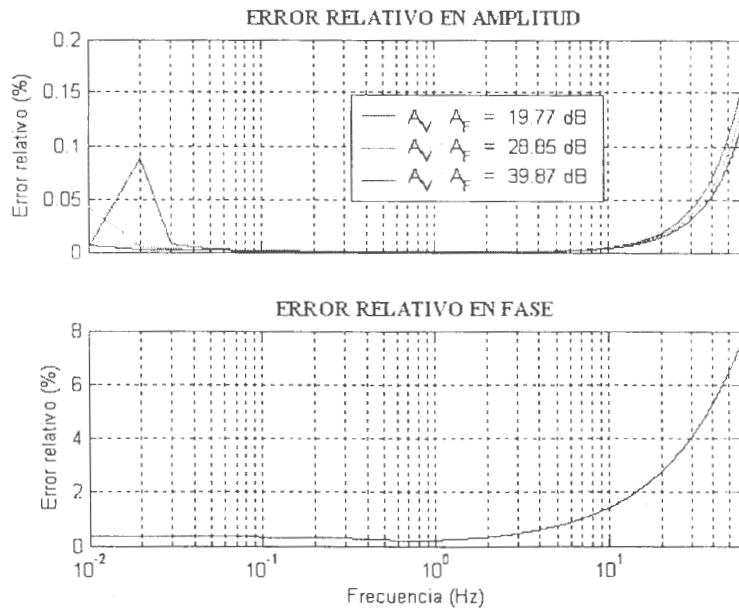


Figura 2.20.- Error relativo (%) en amplitud y fase cometido al aproximar la ecuación (2.21) por la (2.22), para la función de transferencia total del sistema.

Como puede apreciarse en la figura, el error en amplitud es inferior al 0.2% (en decibelios), mientras que en fase no supera el 8%, siendo más acusado a altas frecuencias.

Por tanto, para calibrar el instrumento se ajustarán los parámetros de la ecuación (2.22) sobre los datos que se obtengan (ver capítulo de Calibración).

En el apéndice A se incluye la lista de componentes utilizados.

2.10. EL RUIDO DEL SENSOR.

La sensibilidad del sensor expresa la mínima señal que es capaz de detectar. Entendiendo por señal tanto los microsismos, como el ruido sísmico, la sensibilidad estará limitada por el ruido generado térmicamente en sus elementos disipativos, tanto mecánicos como electrónicos.

El ruido del sensor presenta dos orígenes. El movimiento “browniano” del sistema mecánico “masa-muelle-amortiguador” asociado a la disipación de energía mecánica en forma de calor y que da cuenta del amortiguamiento de la masa, y en segundo lugar el ruido generado en la resistencia interna de la bobina y en el circuito externo asociado (resistencia de carga y resistencia interna del condensador real) que da cuenta del proceso disipativo de la energía eléctrica en forma de calor.

Además tendremos que añadir el ruido generado en el preamplificador (ruido de tensión y corriente del amplificador operacional) y sus resistencias asociadas. No incluiremos el ruido generado en el filtro, ya que su potencia será, al menos, unas 400 veces menor (depende de la amplificación seleccionada) que la generada por el preamplificador y podemos despreciarlo.

Aunque los elementos no disipativos no producen ruido, las bobinas y condensadores reales presentan ciertas fugas, por lo que el modelo equivalente es el de una bobina o condensador ideal con una resistencia interna en serie o paralelo respectivamente.

Esta generación de ruido es especialmente grave a bajas frecuencias, donde la respuesta del sensor es menor.

2.10.1. MOVIMIENTO BROWNIANO.

En 1827, el botánico inglés Brown observó un movimiento errático en zig-zag de avance y retroceso de las partículas de polen suspendidas en el aire. La teoría cinética que explica este fenómeno a partir de los choques de las moléculas del medio con las partículas se desarrolló con posterioridad, a principios del pasado siglo XX.

Tanto la teoría cinética clásica como la teoría estadística de Maxwell-Boltzmann coinciden en que la energía cinética media de las moléculas es de “ $n/2 k_B T$ ”, donde n es el número de grados de libertad, k_B es la constante de Boltzmann y T la temperatura absoluta (Sears, F.W. y Salinger, G.L., 1980).

De acuerdo con este resultado, un péndulo mecánico con un grado de libertad (como el vertical de la figura 2.1) y en equilibrio térmico, tiene una energía cinética media dada por $\frac{1}{2} k_B T$. La explicación se encuentra en el intercambio de energía que

se produce en la colisión de las moléculas con el péndulo. Si el péndulo tuviese más energía aceleraría las moléculas que colisionan, mientras que si la energía fuese inferior los choques de éstas incrementarían la aceleración del péndulo.

Si aplicamos este principio a la ecuación 2.1, sustituyendo el término de la izquierda debido al movimiento del suelo por la fuerza ejercida por la colisión de las moléculas sobre el péndulo, y teniendo en cuenta que el movimiento de las moléculas individuales es independiente e incorrelado, podemos deducir (Aki y Richards, 1980) la densidad espectral de potencia de la aceleración equivalente del movimiento browniano:

$$S_{nn} = \langle \dot{u}^2 \rangle = \frac{8k_B T}{M} \xi_o w_o \quad \left(\frac{m s^{-2}}{Hz} \right)^2 \quad (2.23)$$

siendo k_B la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} julios/K) y T la temperatura absoluta ambiente (293 K).

La densidad espectral de potencia del ruido Browniano es independiente de la frecuencia, siendo inversamente proporcional a la masa y directamente proporcional a su amortiguamiento y frecuencia natural.

A efectos de contabilizar todos los ruidos presentes a la entrada del preamplificador, debemos convertir el ruido browniano (S_{nn}) a su equivalente densidad espectral de tensión por medio de la siguiente fórmula (Rodgers, 1992, ecuación 12):

$$S_{n,v} = |T_v(j\omega)|^2 \cdot S_{nn} / \omega^2 \quad \frac{V^2}{Hz} \quad (2.24)$$

donde el subíndice "v" indica densidad espectral de tensión en la entrada al preamplificador.

2.10.2. RUIDO JOHNSON.

El ruido Johnson (Johnson, 1927) se produce en los elementos disipativos electrónicos, esto es en las resistencias, y es proporcional a su valor y a la temperatura (medida en escala absoluta). Los condensadores y bobinas son elementos almacenadores de energía por lo que no deberían producir este tipo de ruido, pero debido a que los elementos reales presentan resistencia interna asociada podemos considerar a la bobina y al condensador como elementos ideales con una resistencia interna asociada en serie o paralelo respectivamente.

Este ruido se origina debido al intercambio aleatorio de energía térmica y de potencial eléctrico y de corriente en la resistencia "R", no dependiendo del mecanismo de conducción, y su densidad espectral de potencia es:

$$J_{nn} = 4k_B T R \quad \left(\frac{V^2}{Hz} \right) \quad (2.25)$$

Utilizando la ecuación (A27) del apéndice A de Rodgers (1992), calculada para un amplificador no inversor, obtenemos la siguiente expresión para la densidad espectral de potencia de tensión a la entrada debido al ruido Johnson:

$$J_{m,i} = 4k_B T \left\{ R_1 \left[\frac{R_2}{R_1 A_V} \right]^2 + R_2 \left[\frac{1}{A_V} \right]^2 + \text{Re}[Z_{th}] \right\} \quad (2.26)$$

donde $\text{Re}[Z_{th}]$ es la componente resistiva de la impedancia equivalente de Thévenin del sensor (incluyendo la impedancia de carga), y el subíndice “i” se refiere a la entrada del preamplificador.

Para calcular Z_{th} basta aplicar el teorema de Thévenin sobre los terminales de salida de la figura 2.2, cambiando la resistencia de carga por la impedancia propuesta (resistencia y condensador serie). Para simplificar los cálculos usamos las equivalencias mecánicas y eléctricas.

Tal y como señala Alguacil (1986) y Havskov y Alguacil (2003), seleccionamos la analogía fuerza-corriente que se muestra en la tabla 2.VI, ya que cada elemento tiene una clara interpretación física (Byrne, 1961).

Sistema mecánico	Sistema eléctrico
Fuerza (par)	Corriente (i)
Masa (inercia)	Condensador (C)
Coefficiente de fricción viscosa	Conductancia (1/R)
Constante de resorte	Admitancia inductiva (1/L)
Desplazamiento	Enlace de flujo magnético (ψ)
Velocidad	Tensión (e, v)

Tabla 2.VI.-Magnitudes análogas en la analogía fuerza-corriente (Ogata, 1980; Byrne, 1961).

A partir de las ecuaciones (2.3) y (2.11) se puede construir el circuito equivalente del sistema mecánico-eléctrico, donde la constante de transducción “G” del sensor electromagnético (velocidad) viene representada por un transformador (figura 2.21).

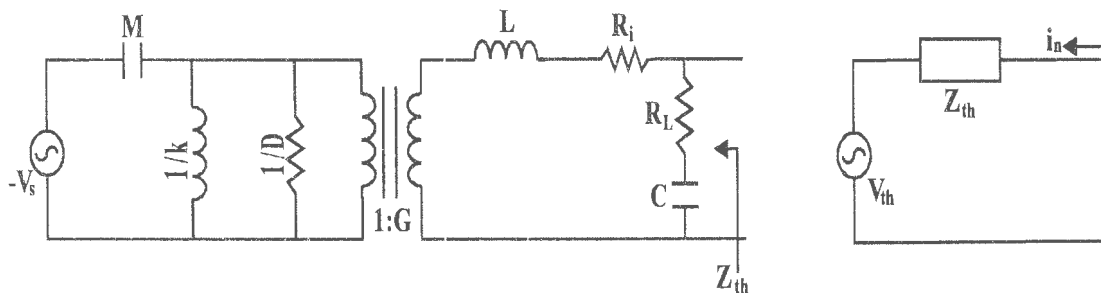


Figura 2.21.- Circuito equivalente del transductor de velocidad (analogía fuerza-corriente) y su equivalente de Thévenin, donde “L” y “R_i” representan la inductancia y resistencia de la bobina respectivamente. El generador “-V_s” es la velocidad del suelo (ms⁻¹), donde se ha incluido el signo para que exista acuerdo en fase, mientras que “V_{th}” es su equivalente de Thévenin en voltios.

Al resolver el circuito de la izquierda, utilizando las relaciones entre tensiones e impedancias del transformador ideal (Kuo, 1966, página 263), obtenemos las siguientes expresiones:

$$V_{th} = T_v(s) \cdot V_s$$

$$Z_{th} = -\frac{G^2}{M} s + \frac{(Ls + R_i)(s^2 + 2w_o\xi_o s + w_o^2)}{Gs^2} \cdot T_v(s) \quad (2.27)$$

donde “ $T_v(s)$ ” es la función de transferencia del transductor de velocidad, dado por la ecuación (2.12). Debe observarse que el signo negativo de la impedancia de Thévenin compensa el de la función de transferencia, y que aunque en la expresión no aparezca la impedancia de carga, ésta interviene en la expresión que toma la función de transferencia. Por otro lado, la expresión para la tensión de Thévenin concuerda con la ecuación (2.24), como era de esperar, para la densidad espectral de tensión equivalente al movimiento browniano expresado en términos de velocidad.

Si bloqueamos la masa (para el Mark L4-C basta con invertir la posición del sensor) la impedancia de Thévenin toma la siguiente expresión:

$$Z_{th} = \frac{(R_L Cs + 1)(Ls + R_i)}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2.28)$$

Debemos puntualizar que en la expresión del ruido debemos utilizar la ecuación (2.27), pero la medida de ruido con sensor bloqueado puede realizarse directamente, por lo que hemos incluido la expresión a efectos de comprobación.

De los 3 sumandos que componen el ruido Johnson, sólo el tercero es función de la frecuencia, variando proporcionalmente a la parte real de la impedancia de Thévenin calculada anteriormente. En la figura 2.22 se muestra la componente disipativa de dicha impedancia “versus” la frecuencia.

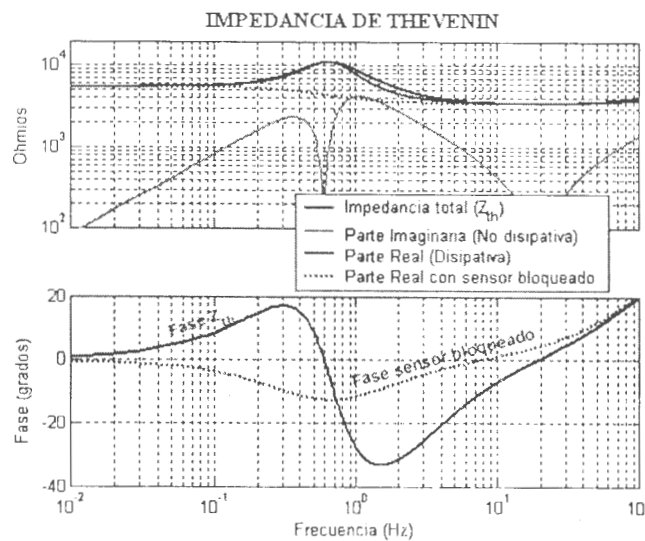


Figura 2.22.- Impedancia de Thévenin en módulo y fase. Además se representa la parte real (disipativa) y la imaginaria (no disipativa).

Podemos observar que la impedancia es principalmente disipativa, algo mayor para bajas frecuencias que para las altas, y presenta un ligero aumento (resonancia) en las proximidades de la frecuencia de corte (0.65 Hz.).

Si bloqueamos la masa, la resonancia desaparece (línea punteada). Aunque no se ha representado, la componente no disipativa (parte imaginaria de la ecuación (2.28)) es menor que la componente disipativa.

A partir de la curva de fase se observa que presenta efecto capacitivo (corriente en atraso) entre 0.6 y 20 Hz., mientras que el efecto es inductivo (corriente adelantada respecto a la tensión) para el resto de las frecuencias. A muy bajas frecuencias la fase es prácticamente nula y la impedancia se comporta como una resistencia prácticamente pura.

En el caso de bloqueo de la masa, el comportamiento es algo diferente. El comportamiento presenta efecto capacitivo hasta los 9 Hz., mientras que para frecuencias mayores presenta un efecto inductivo. Al igual que en el caso sin bloqueo, a muy bajas frecuencias se comporta como una resistencia pura, la principal diferencia estriba en que con el sensor bloqueado la tendencia es capacitiva (fase negativa aunque muy pequeña).

2.10.3. RUIDO DE TENSION EN EL PREAMPLIFICADOR.

El modelo de ruido para un amplificador no inversor lo podemos encontrar en Rodgers (1992, apéndice A) y que presentamos en la figura 2.23.

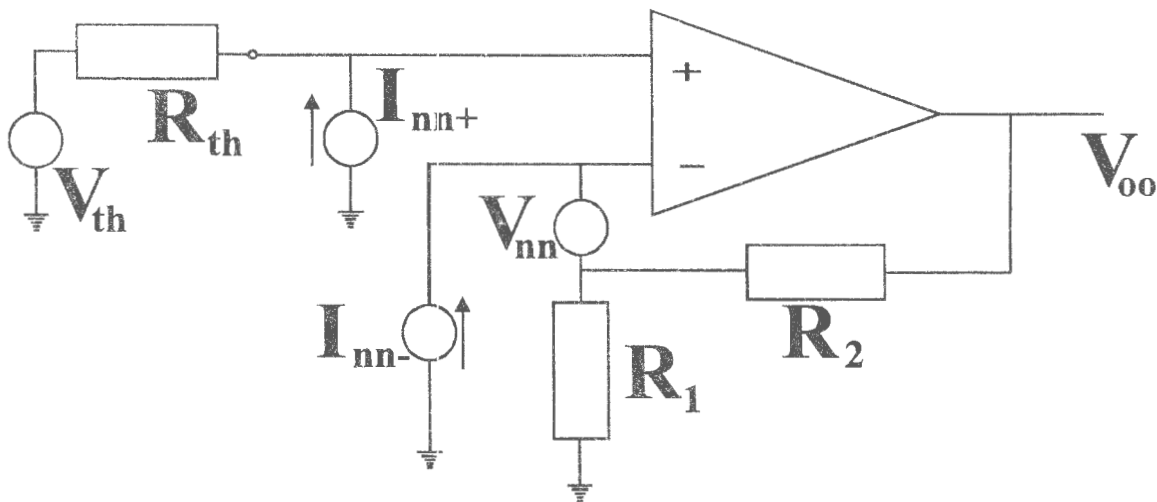


Figura 2.23.- Modelo de ruido de tensión y corriente para un amplificador no inversor. Todas las variables (excepto V_{th}) son densidades espectrales de potencia. El subíndice "nn" se refiere a los terminales de entrada, mientras que el subíndice "oo" está relacionado con la salida.

La densidad espectral de potencia del ruido de tensión referida a la entrada, la encontramos en Rodgers (1992, ecuación A17):

$$E_{m,v} = V_{nn} \quad (2.29)$$

donde el subíndice “v” indica ruido de tensión. La densidad espectral de ruido de tensión para el amplificador operacional OP27 viene dada por:

$$E_m = e_{no}^2 \left(1 + \frac{f_{ce}}{f} \right) \quad e_{no} = 3 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}, \quad f_{ce} = 2.7 \text{ Hz} \quad (2.30)$$

2.10.4. RUIDO DE CORRIENTE EN EL PREAMPLIFICADOR.

Para un amplificador operacional no inversor, la corriente del ruido (I_{nn+}) fluye a través del sismómetro (Rodgers, 1992, apéndices A y B) y por tanto, la densidad espectral de tensión generada por la corriente de ruido es:

$$E_{m,i} = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \cdot I_{nn-} + |Z_{th}|^2 \cdot I_{nn+} = \left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + |Z_{th}|^2 \right] \cdot I_{nn} \quad (2.31)$$

donde el subíndice “i” indica que la densidad espectral de ruido es generada por la corriente, y hemos asumido que $I_{nn+} = I_{nn-} = I_{nn}$ (Rodgers, 1992).

En el caso del amplificador operacional OP27 la densidad espectral de corriente viene dada por la siguiente expresión:

$$I_m = i_{no}^2 \left(1 + \frac{f_{ci}}{f} \right) \quad i_{no} = 0.4 \frac{\mu A}{\sqrt{Hz}}, \quad f_{ci} = 140 \text{ Hz} \quad (2.32)$$

El ruido de corriente tomará distinto valor para el caso de masa bloqueada del que en realidad corresponde, pero como ya hemos mencionado la medida con bloqueo de la masa es directa y sirve a modo de comprobación de cálculos.

2.10.5. EL RUIDO TOTAL DEL SENSOR.

El ruido total, por tanto, es la suma del ruido browniano de la masa, el ruido Jonhson generado en las resistencias y del ruido de tensión y corriente del operacional utilizado.

Debido a que los ruidos los hemos supuesto incorrelados, se verifica el principio de adición de potencias, y por ello los hemos tratado de forma independiente.

Por tanto, la densidad espectral de ruido, expresados en términos de tensión a la entrada del preamplificador, responde a la siguiente ecuación:

$$P_{vv} = S_{nn,v} + J_{nn,i} + E_{nn,v} + E_{nn,i} \quad (2.33)$$

Los sumandos de la ecuación anterior vienen dados por las ecuaciones (2.24), (2.26), (2.29) y (2.31) respectivamente.

Conviene señalar que la expresión para la impedancia de Thévenin (ecuación (2.27)) varía si bloqueamos la masa (ecuación (2.28)), afectando tanto al ruido Johnson como al de corriente del operacional.

Los modelos de ruido de tensión y corriente, del amplificador operacional OP27, dados por las ecuaciones (2.30) y (2.32) respectivamente, se han tomado de Rodgers (1992) y concuerdan con las especificaciones de Texas Instruments (2000).

En las figuras 2.24 y 2.25 se muestra la densidad espectral del ruido total y la contribución de cada uno de los sumandos, calculadas para la combinación del sensor Mark L4-C con el preamplificador no inversor OP27, sin y con bloqueo de la masa respectivamente. Al objeto de poder compararlo con el ruido sísmico se presentan además las curvas correspondientes a los modelos de alto y bajo ruido de Peterson.

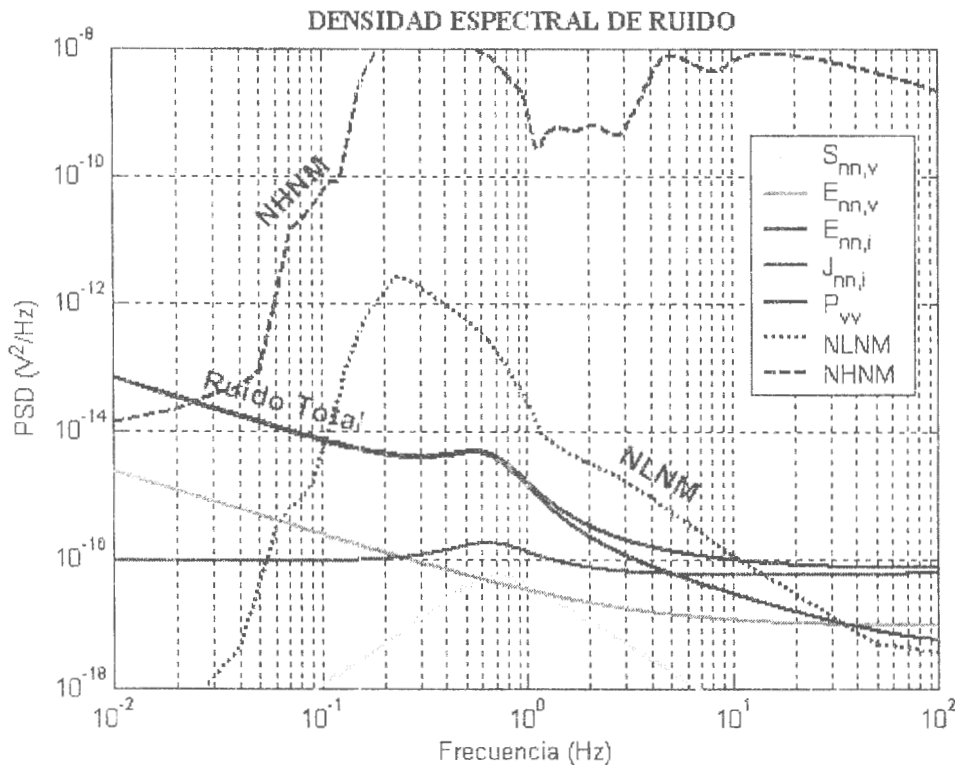


Figura 2.24.- Densidad espectral de ruido expresado en términos de voltaje a la entrada del preamplificador, junto al modelo de bajo y alto ruido de Peterson. Sensor sin bloquear.

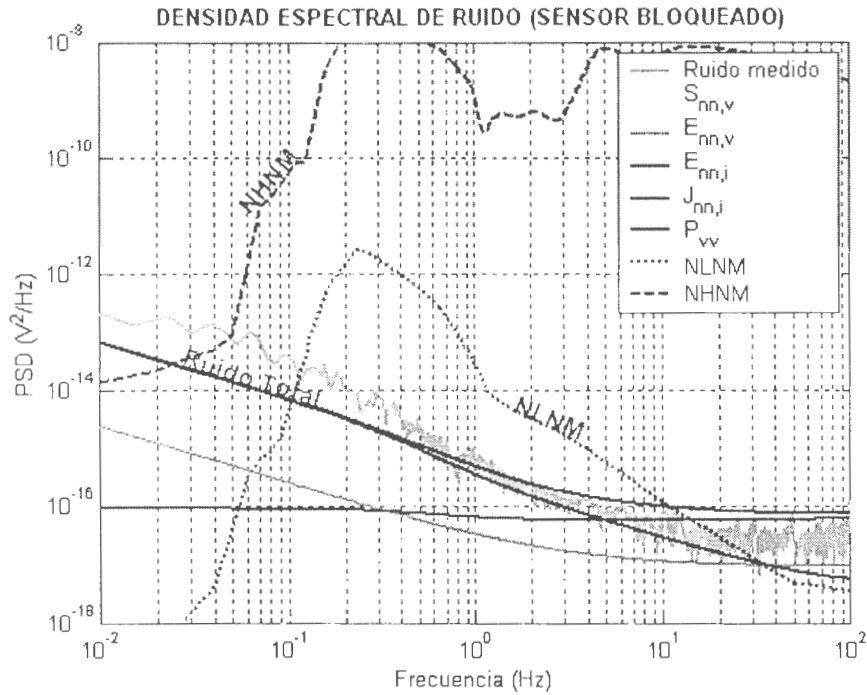


Figura 2.25.- Densidad espectral de ruido medida en voltaje a la entrada del preamplificador con el sensor bloqueado. Para comparación se presenta el NLNM y NHNM.

Aunque las curvas de las figuras anteriores han sido calculadas para la máxima amplificación, la variación para las otras dos amplificaciones que pueden ser seleccionadas es despreciable.

Como puede apreciarse, a bajas frecuencias domina el ruido generado por el de corriente del amplificador operacional utilizado, mientras que para altas frecuencias domina el ruido Johnson coincidiendo con los resultados de Riedesel et al. (1990) y Rodgers (1992 y 1994).

El efecto de la resonancia en el valor de la impedancia de Thévenin (analizado en el punto 2.10.2) no es importante, debido a que se presenta en el rango de frecuencias del pico del ruido microsísmico, por lo que este efecto en el ruido del preamplificador es inferior al ruido sísmico.

El término que tiene mayor influencia en el ruido Johnson, para el diseño que hemos utilizado, es el producido por la componente disipativa de la impedancia de Thévenin, es decir, el producido por combinación del sensor e impedancia de carga, siendo unas 1000 veces mayor que el correspondiente a las resistencias de la realimentación del operacional.

En ausencia de preamplificador el ruido es principalmente tipo Johnson y limita la capacidad del sensor para el estudio del ruido sísmico. A bajas frecuencias (corte del ruido Johnson con la curva NLNM) el límite se presenta en 0.05 Hz. (20 segundos) para un Mark L4-C (Havskov y Alguacil, 2003). Este límite se encuentra recortado por el ruido generado en el preamplificador hasta 0.1 Hz., coincidiendo con los resultados de Rodgers (1992 y 1994).

Análogamente, podemos observar que el Mark L4-C sin amplificador no puede resolver el ruido sísmico a partir de unos 15 Hz. Nuevamente el ruido generado por el preamplificador lo recorta hasta los 11Hz, pero en este caso la diferencia no es tan apreciable.

Riedesel et al. (1990) obtiene mejores resultados con el operacional icl421 de General Electric que con el OP27 de Texas Instruments (antiguamente de Precision Monolithics), presentando un límite inferior de 0.06 Hz., pero debemos observar que utiliza una configuración inversora en el preamplificador en ambos casos.

Rodgers (1992 y 1994) estudia el ruido para el caso del operacional OP27 no inversor obteniendo resultados similares.

Se hace notar que si el ruido sísmico presente se ajusta al modelo de alto ruido de Peterson (NHNM), el ancho de banda en el que el Mark L4-C puede observarlo aumenta considerablemente, desde 0.025Hz (40 segundos) hasta más allá de los 100 Hz. Como ya se comentó en el punto 2.8 (figura 2.16), el ruido sísmico esperado para las estaciones de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho presenta una densidad espectral intermedia entre el modelo de bajo y alto ruido. Por ello, podemos esperar resolver el ruido sísmico más allá de los 10 segundos y por encima de los 11 Hz.

En la figura 2.26 se muestra la densidad espectral en aceleración del ruido y de los modelos de Peterson, ya que es la forma más utilizada en muchas de las referencias. Debe observarse que las conclusiones no varían, ya que la única diferencia con la figura 2.24 es que todas las curvas se dividen por el cuadrado de la función de transferencia y se multiplican por el cuadrado de la frecuencia angular (paso de densidad espectral de velocidad a la correspondiente en aceleración).

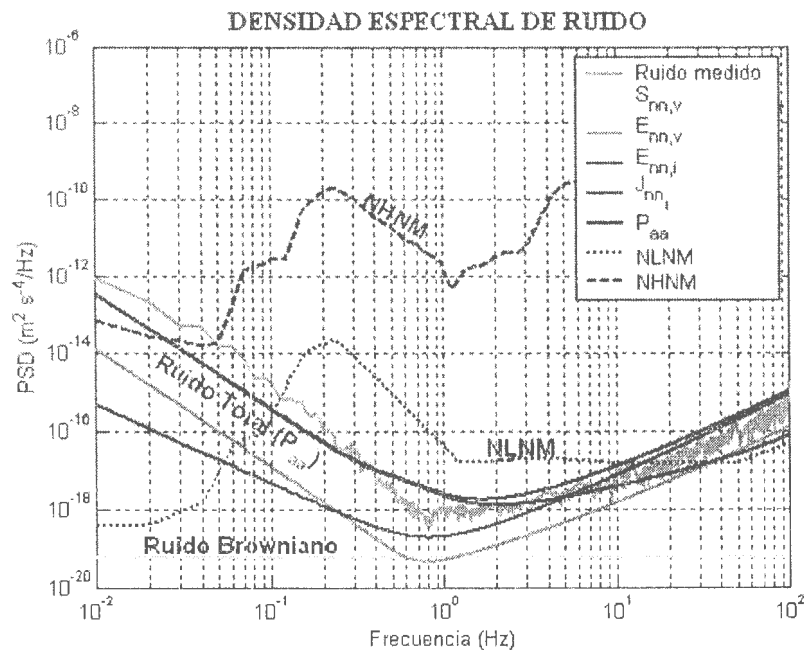


Figura 2.26.- Densidad espectral de ruido en aceleración frente a los modelos de ruido de Peterson (NLNM y NHLM).

En la figura se observa que el ruido browniano es despreciable frente al ruido total en todo el espectro. Además se mantiene inferior a cualquiera de las demás contribuciones excepto en las proximidades de la frecuencia de corte (0.65 Hz.) que es del mismo orden que el ruido de tensión originado por el amplificador operacional OP27.

En definitiva, hemos modificado los diseños usualmente empleados en dos sentidos: introducción de un condensador en serie con la resistencia de carga, y la configuración no inversora del preamplificador.

El efecto que produce el condensador sobre el ruido radica principalmente en un ligero aumento del ruido Johnson a bajas frecuencias, despreciable debido a que en este rango de frecuencias domina el ruido de corriente del amplificador operacional.

En cuanto a la configuración no inversora provoca que la corriente fluya por el sensor aumentando el ruido de corriente " $E_{n,i}$ ", pero se compensa por el uso de resistencias más pequeñas y al hecho de tener una impedancia de entrada muy alta.

Finalmente destacar que la configuración utilizada aumenta el ancho de banda del sensor manteniendo la misma ganancia para altas frecuencias y aumentándola en el orden de 5 dB en las bajas (inferiores a la frecuencia de corte), sin incrementar, de forma apreciable, el ruido total

2.11. BIBLIOGRAFÍA.

Aki, K., and Richards, P.G. (1980) "Quantitative Seismology. Theory and Methods". W.H. Freeman and Company, San Francisco, Vol I, Capítulo 10: principles of seismometry, 477-524.

Alguacil, G. (1986) "Los instrumentos de una red sísmica local telemétrica para microterremotos. La red sísmica de la Universidad de Granada". Tesis doctoral. Observatorio Universitario de Cartuja. Universidad de Granada. Granada.

Alguacil, G. (1996) "Prestaciones de los sismómetros de respuesta extendida". Homenaje en honor al profesor Fernando de Miguel Martínez. Universidad de Granada. Granada.

Benioff, Hugo. (1960). "Long-Period Seismographs". B.S.S.A., Vol. 50, N° 1, 1-13.

Bufo, E.; Udías, A.; Martín Davila, J.; Hanka, W.; y Pazos, A. (2002). "Broadband station network ROA/UCM/GFZ in South Spain and Northern Africa". Seismological Research Letters, Vol. 73, N° 2, 173-176.

Burke, M.D.; Kanasevich, E.R.; Malinsky, J.D.; y Montalbetti, J.F. (1970). "A wide-band digital seismograph system". B.S.S.A., Vol. 60, N° 5, 1417-1426.

Byrne, C.J. (1961). "Instrument noise in seismometers". B.S.S.A., Vol. 51, N° 1, 69-84.

Cesca, S.; Buforn, E.; y Martín Davila, J. (2001). "Analisis of seismic noise at SFUC BB station (Spain)", E.G.S., XXVI General Assembly, Nice, Marzo 2001.

Daniel, Robert G. (1979). "An intermediate-period field system using a short-period seismometer". B.S.S.A., Vol. 69, N° 5, 1623-1626.

Galitzin, Principe B. (1921). "Conferencias sobre sismometría". Instituto Geográfico y Estadístico. Madrid.

Havskov, J.; y Alguacil, G. (2003). "Instrumentation in earthquake seismology". Pendiente publicación.

Johnson, J.B. (1927). "Thermal Agitation of Electricity in Conductors". Nature, January 8, 50-51.

Kuo, Franklin F. (1966). "Network analysis and synthesis". Second Edition. John Willey & Sons. Singapore.

Lennartz Electronic GMBH. (1987). "LE-3D Technical data". Tubingen.

Mark Products, Inc. (1980). "Service Manual. Model L-4, Low Frequency Geophone". Mark Products, Inc., Fallstone, Houston, Texas.

Millman, J. And Grabel, A. (1987). "Microelectronics". Second Edition. McGraw Hill Book Company, Singapore.

Ogata, K. (1980) "Ingeniería de control moderna". Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México.

Prothero, W.A., Jr.; y Schaecher, W. (1984) "First noise and teleseismic recordings on a new ocean bottom seismometer capsule". B.S.S.A., Vol. 74, N° 3, 1043-1058.

Richter, Charles F. (1958) "Elementary Seismology". W. H. Freeman and Company, Inc. San Francisco y Londres.

Riedesel, M.A.; Moore, R.D. and Orcutt, J.A. (1990) "Limits of sensitivity of inertial seismometers with velocity transducers and electronic amplifiers". B.S.S.A., Vol. 80, N° 6, 1725-1752.

Roberts, Peter M. (1989). "A versatile equalization circuit for increasing seismometer velocity response below the natural frequency". B.S.S.A., Vol. 79, N° 4, 1607-1617.

Rodgers, Peter W. (1992). "Frequency limits for seismometers as determined from signal-to-noise ratios. Part 1: The electromagnetic seismometer". B.S.S.A., Vol. 82, N° 2, 1071-1098.

Rodgers, Peter W. (1994). "Self-Noise spectra for 34 common electromagnetic seismometer / preamplifier pairs". B.S.S.A., Vol. 84, N° 1, 222-228.

Salvador García Francos. (1924) "Terremotos y aparatos para registrarlos (Vulgarización de Sismología)". Talleres Calpe. Madrid.

Scherbaum, F. (1996) "Of Poles and Zeros. Fundamentals of Digital Seismology". Kluwer Academic Publishers. Netherlands.

Sears, Francis W. y Salinger, Gerhard L. (1980) "Termodinámica, teoría cinética y termodinámica estadística". Editorial Reverté, S.A.. España.

Stauber, Douglas A. (1983) "Electronically extending the passband of the CALNET seismograph system to longer period". B.S.S.A., Vol. 73, N° 6, 1929-1932.

Teledyne Geotech. (1984).- "M S-500. Operation and Maintenance Manual Short-Period Seismometer, Model S-500". Teledyne Geotech, Garland, Texas.

Texas Instruments.(2000) "OP27 Low-noise high-speed precision operational-amplifier". Texas Instruments Incorporation, Dallas, Texas.

Trnkoczy, A.; Havskov, J.; y Ottemöller, L. (2002) Section 8.3.5: "Frequency range of seismic sensors". In: Bormann, P. (Ed.) 2002. IASPEI New Manual of Seismological Observatory Practice. GeoForschungsZentrum Potsdam, Vol. 1, pp 5-6.

Udías, A. (1999) "Principles of Seismology". Cambridge University Press. Cambridge, United Kingdom.

Usher, M.J.; Buckner, I.W.; y Burch, R.F. (1977) "A miniature wideband horizontal-component feedback seismometer". J. Phys. E. Sci. Instrum., Vol. 10, 1253-1260.

Usher, M.J.; Guralp, C.; y Burch, R.F. (1978) "The design of miniature wideband seismometers". Geophys. J. R. Astr. Soc., Vol. 55, 605-613.

Usher, M.J.; Burch, R.F.; and Guralp, C. (1979) "Wide-band feedback seismometers". Phys. Earth Planet. Int. 18, 38-50.

Wielandt, E. and Streckeisen, G. (1982). "The Leaf-Spring Seismometer: Design and Performance". BSSA, Vol. 72, N° 6, pp-2349-2367.

Wielandt, E. and Steim, J.M. (1986). "A digital very-broad-band seismograph". Annales Geophysicae, 1986, 4, B, 3, pp 227-232.

Willmore, P.L. (1961) "Some properties of heavily damped electromagnetic seismographs" Geophys. Journal, Vol. 4, 389-404.

CAPITULO 3

SISTEMA DE ADQUISICION: DISEÑO Y DESARROLLO.

3.1. Introducción.	62
3.2. Conversión analógico-digital.	63
3.2.1. Teorema de muestreo (discretización).	63
3.2.2. Muestreo práctico.	65
3.2.3. Cuantización o digitalización.	66
3.2.4. Ruido de cuantización.	66
3.3. El convertidor A/D sigma-delta.	67
3.3.1. Sobremuestreo.	69
3.3.2. Filtros anialiasing FIR.	70
3.3.3. El convertidor CS5323/CS5322 de Crystal.	71
3.4. Adquisición de datos por el puerto paralelo.	74
3.4.1. El protocolo EPP.	74
3.4.2. La interface Serie-Paralelo.	76
3.4.3. El PC y los programas de control.	80
3.5. Sincronismo y base de tiempos.	83
3.6. La fuente de alimentación.	84
3.7. Bibliografía.	86

3.1. INTRODUCCIÓN.

Los sistemas de adquisición podemos clasificarlos en tres categorías básicas (Trnkoczy et al, 2002), atendiendo a la tecnología utilizada: analógicos, mixtos y digitales.

- Los sistemas de adquisición analógica trabajan con variables eléctrico-mecánicas registrando las señales sobre papel o cinta. Presentan un bajo margen dinámico y poca resolución. Estos sistemas pueden ser portátiles como el sistema desarrollado por Prothero et al (1971) o bien operar por telemetría, como la red CALNET (Bakun et al, 1994) en sus inicios. Actualmente se encuentra en desuso, aunque todavía los podemos encontrar formando parte de sistemas mixtos como por ejemplo en la red de corto periodo del ROA y la RSUG (Red sísmica de la Universidad de Granada), que mantienen el registro sobre tambor, principalmente por tradición.
- Los sistemas mixtos utilizan sistemas analógicos hasta la recepción de datos en la estación Central (normalmente vía radio) donde se efectúa la conversión a digital tras demultiplexar las señales. Posteriormente, los datos son procesados y archivados digitalmente utilizando un PC. Aunque también presentan un bajo rango dinámico, presentan la ventaja de beneficiarse de las técnicas de procesamiento digital, y su bajo coste. Muchas redes locales de corto periodo utilizan este tipo de sistemas, como las ya mencionadas del ROA y RSUG (Alguacil, 1986), aunque no se utilizan en nuevas instalaciones.
- En los sistemas digitales únicamente el sensor y su electrónica asociada son analógicos. El rango dinámico suele ser mucho mayor que en los sistemas anteriores, dependiendo principalmente del convertidor A/D utilizado, desde 72 dB (12 bits) hasta 140 dB (24 bits). Estos sistemas se desarrollaron a partir de finales de los 70, paralelamente a la difusión y desarrollo de los ordenadores personales. Un buen ejemplo es el descrito por Bolt et al (1988) utilizado en la red BDSN (*Berkley Digital Seismograph Network*), o por Muñoz et al (1986) para una red sísmica digital portátil capaz de operar durante una crisis volcánica. La capacidad de proceso, el consumo de potencia y la resolución de los conversores ha evolucionado de forma que hoy en día los diseños son mucho más potentes y versátiles.

Como ya hemos mencionado, en los sistemas digitales sólo el sensor y su electrónica continúan siendo analógicos. El diagrama de bloques se representa en la figura 3.1.

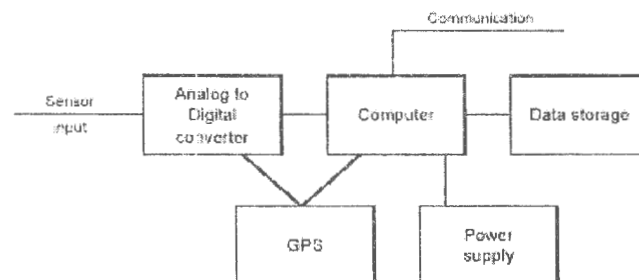


Figura 3. 1.- Diagrama de bloques de un sistema de adquisición digital moderno. La entrada del sensor se refiere a la salida de los amplificadores analógicos con sus filtros (incluyendo el filtro *antialiasing*). El GPS puede estar conectado bien al digitizador, bien al ordenador. (Havskov y Alguacil, 2003).

3.2. CONVERSION ANALOGICO-DIGITAL.

Como se observa en la figura 3.1, el primer paso que debemos efectuar es la conversión a forma digital de la salida analógica del sistema sensor. Debemos observar que con el término digital nos referiremos (al igual que en la mayoría de textos) a su acepción general, es decir, a una señal discreta (muestreada a intervalos de tiempo) y digital (amplitud cuantizada en niveles discretos).

El proceso de conversión analógico-digital involucra, por tanto, dos procesos. Primero debemos muestrear la señal en determinados instantes de tiempos, y en segundo lugar, debemos traducir la amplitud de la muestra a un valor numérico siguiendo un determinado código, es decir, cuantificar o digitalizar.

3.2.1. TEOREMA DE MUESTREO (DISCRETIZACION).

La operación de muestreo de una señal viene definida por la ecuación:

$$f(nT) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t + nT) \quad (3.1)$$

Pero para que la señal $f(t)$ pueda ser reconstruida a partir de sus muestras, el teorema de muestreo impone que la señal no debe tener energía por encima de la mitad de la denominada "frecuencia de Nyquist" (normalmente coincide con la frecuencia de muestreo " $f_m = 1/\Delta T$ "). Dicho de otra forma, si queremos muestrear una señal de banda limitada " W ", debemos elegir una frecuencia de muestreo de al menos el doble de la frecuencia mayor de las componentes espectrales de la señal (frecuencia de Nyquist, $f_N=2W$).

Cuando la señal no sea limitada en banda, o la frecuencia de muestreo sea inferior a la de Nyquist, se produce el fenómeno denominado "*aliasing*" o solape. Este fenómeno, que se evita utilizando filtros "*antialiasing*", es ampliamente conocido y es explicado en detalle en numerosos textos, como por ejemplo Scherbaum (1996) y Hernando Rábanos (1982).

En la práctica, si el espectro de la señal tiende asintóticamente a cero y elegimos una frecuencia de muestreo suficientemente alta, el efecto de solapamiento puede ser despreciado.

Debemos observar que la secuencia infinita de muestras " $f(nT)$ " de la ecuación (3.1) toma los valores originales de la amplitud de la señal en los instantes muestreados, y por tanto la amplitud puede tomar cualquier valor real (analógico).

En la figura 3.2 se muestra gráficamente todo el proceso de muestreo tanto en el plano temporal como su equivalencia en el dominio de la frecuencia. Supondremos que la señal se ha cuantizado, y se incluye la interpretación de la transformada discreta de Fourier.

Otro aspecto importante que se ha tenido en cuenta, radica en el hecho de que siempre trabajamos con ventanas temporales, de mayor o menor duración, y no con la señal muestreada que sería de duración infinita.

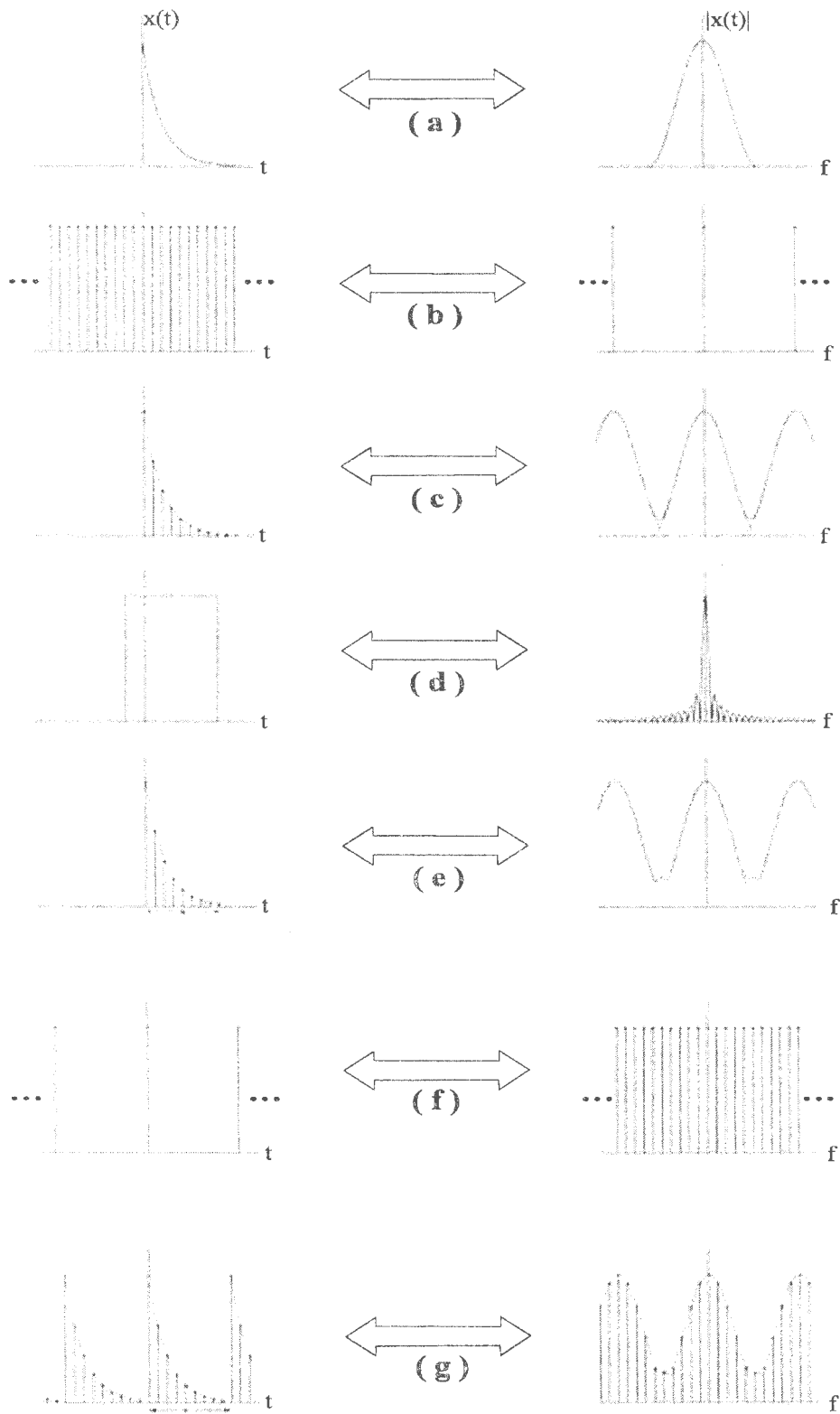


Figura 3. 2.- Esquema del proceso de muestreo, visto desde el plano temporal (izquierda) y del de la frecuencia (derecha). a) Señal original, b) Tren de impulsos a intervalos ΔT , c) Resultado de la multiplicación temporal de "a" y "b", d) Ventana temporal (fichero), e) Multiplicación temporal de "c" y "d", f) Tren de deltas en frecuencia, g) Multiplicación en frecuencia de "e" y "f". (Hernando Rábanos, 1982).

El efecto de “ventanear” la señal en el dominio del tiempo se corresponde con la convolución, en el dominio de la frecuencia, del espectro de la señal con una función “sinc”, cuyo ancho es inversamente proporcional a la duración “ τ ” de la ventana. Ya que la función delta se puede interpretar como el límite de la función “sinc” cuando “ $1/\tau \rightarrow 0$ ”, el error cometido en el cálculo del espectro será menor cuanto mayor sea la duración de la ventana.

Finalmente, debemos observar que aunque la señal es discreta, su espectro es continuo. Al efectuar la transformada discreta de Fourier, muestreamos de hecho el espectro de la señal en el dominio de la frecuencia. El resultado equivale a suponer que la señal “ventaneada” es periódica (figura 3.2 g).

3.2.2. MUESTREO PRÁCTICO.

En la práctica es imposible implementar un delta de Dirac, efectuándose el muestreo real mediante un pulso de muy corta duración, muestreo instantáneo. Desde el punto de vista de la transformada de Fourier, esto significa convolucionar el espectro de la señal original no con un tren o “peine” de deltas sino con un peine de funciones “sinc”. Es el denominado efecto de apertura, por el que el espectro aparece modulado por una función “sinc” (muestreo instantáneo) que será menos acusado cuanto menor sea la duración del pulso muestreador:

$$x_{pi}(t) = \sum_m x(mT) \cdot p(t - mT) \Leftrightarrow X_{pi}(f) = f_s \cdot P(f) \sum_m X(f - mf_s) \quad (3.2)$$

donde “ $x_{pi}(t)$ ” es la señal muestreada, T y f_s son el intervalo y la frecuencia de muestreo respectivamente, “ $p(t)$ ” es el pulso muestreador, y “ $P(f)$ ” su correspondiente espectro.

El tren de pulsos muestreadores se ven multiplicados por la muestra de la señal en el instante correspondiente. En frecuencia, el espectro periódico de la señal muestreada, se ve modulado por la forma del espectro del pulso muestreador.

Otra forma de realizar el muestreo práctico es el denominado muestreo natural, donde el espectro no se ve distorsionado, aunque en cada armónico aparezca multiplicados por un factor de escala (Hernando Rábanos, 1982):

$$x_{pn}(t) = x(t) \cdot \sum_m p(t - mT) \Leftrightarrow X_{pn}(f) = f_s \cdot \sum_m P(mf_s) \cdot X(f - mf_s) \quad (3.3)$$

Podemos ver como el tren de pulsos se encuentra multiplicado por la señal original y no por su muestra, mientras que en el plano de la frecuencia, el espectro se encuentra multiplicado por un factor de escala constante, pero que varía de un armónico a otro.

A pesar de los efectos mencionados, si el muestreo se ha efectuado correctamente (teorema de muestreo), siempre podríamos recuperar la señal original analógica mediante el filtro interpolador adecuado.

3.2.3. CUANTIZACION O DIGITALIZACION.

El proceso de cuantización se encarga de traducir la amplitud (todavía analógica) a un valor numérico siguiendo un código binario.

En la figura 3.3 se muestra un simple ADC que traduciría la tensión analógica “ V_{IN} ” a un valor numérico representado por 2 bits.

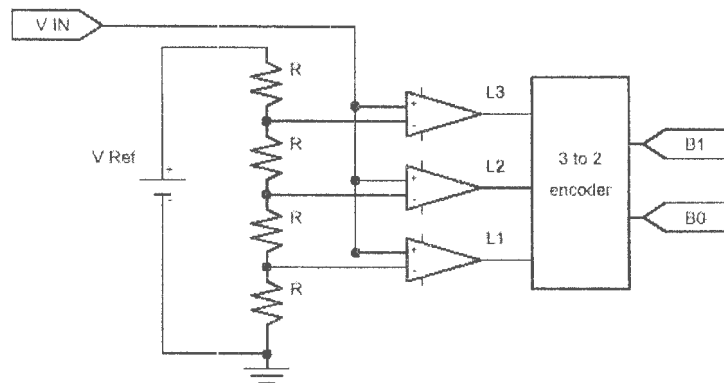


Figura 3. 3.- Esquema de un ADC de 2 bits. V_{IN} representa la tensión de la señal que deseamos cuantizar, V_{Ref} es el voltaje de referencia. L1, L2 y L3 son las salidas de los respectivos comparadores que es codificado en los dos bits de salida B0 y B1. (Havskov y Alguacil, 2003).

Como podemos observar, se compara la tensión de entrada con tres tensiones generadas a partir de la tensión de referencia, V_{Ref} . Si la tensión de entrada es mayor o igual que una de estas tensiones (p.e. la correspondiente a L2) también será mayor que las de menor valor, por ello sólo hay 4 combinaciones o estados posibles para L1, L2 y L3. El codificador traduce estos cuatro estados posibles, representándolos en binario con dos bits.

Aunque en nuestro ejemplo sólo hemos utilizado tensiones positivas, el cuantizador debe poder evaluar tanto voltajes positivos como negativos. El problema presenta varias soluciones: p.e. añadir otro ADC con referencia negativa, o sumar a la señal de entrada la mitad de la tensión de referencia. La codificación binaria se realiza, en la mayoría de los casos, en complemento a dos, representando así tanto números positivos como negativos. Para un convertidor de n bits obtenemos 2^{n-1} cuentas negativas y 2^{n-1} positivas (incluyendo el cero).

Muchos convertidores A/D reales realizan ambos procesos en un solo circuito integrado, aunque algunos requieren un circuito “*Sample and Hold*” para mantener la tensión de la muestra inalterable mientras se realiza el proceso de cuantización.

3.2.4. RUIDO DE CUANTIZACION.

La tensión correspondiente al bit menos significativo (LSB) es el “quantum” o salto de tensión entre dos valores binarios consecutivos:

$$Q = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (3.4)$$

siendo “n” el número de bits, y “ V_{FS} ” el fondo de escala desde el mínimo valor negativo, al máximo positivo.

Al cuantificar en niveles discretos, se comete un error de redondeo o cuantización. La densidad de probabilidad del error es plana entre $\pm Q/2$, lo que representa un ruido blanco de varianza $Q^2/12$ (Scherbaum, 1996).

En la figura 3.4 se muestra el código binario de un ADC de 3 bits, con una tensión de referencia de 10 voltios, en función de la tensión de entrada, así como el error cometido.

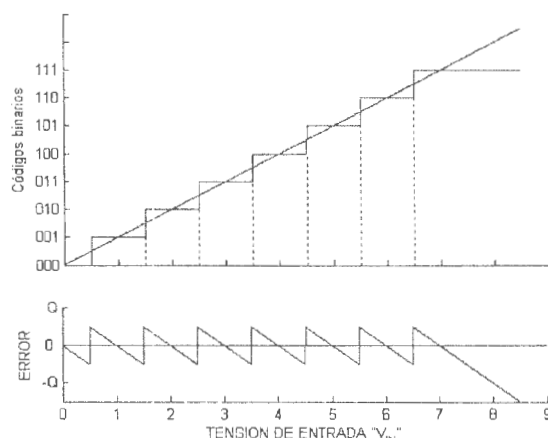


Figura 3. 4.- Relación entre la tensión de entrada y el código binario de un ADC de 3 bits con tensión de referencia de 10 voltios. En la figura inferior se muestra el error, siendo Q el valor de un quantum (LSB).

3.3. EL CONVERTIDOR A/D SIGMA-DELTA.

La técnica utilizada por los convertidores Sigma-Delta se basa en una integración continua y sobremuestreo (modulador) en combinación con filtros digitales paso-bajo.

En la figura 3.5 se muestra el diagrama de bloques de un convertidor Delta-Sigma de una etapa, así como la salida digital después del proceso de filtrado y decimación.

Los elementos básicos son: un sumador, el integrador, un ADC (de baja resolución, usualmente de 1 bit) y un DAC de 1 bit (convertidor digital-analógico).

El integrador funciona como un filtro paso bajo (en los convertidores reales normalmente se componen de varias etapas). La componente DC de la salida del circuito sumador (amplificador diferencial) presenta un gran problema por lo que en realidad se diseñan como filtros paso banda, con una frecuencia de corte pasa alta suficientemente baja (Havskov y Alguacil (2003), box 4.1).

El caso representado en la figura 3.5 se refiere a un ADC de $\pm 1V$ de fondo de escala, empleando como señal de entrada un sismo sintético de alta resolución (mayor de 22 bits), y suponiendo un muestreo de 8Kbits/s para el modulador. El convertidor D/A de 1bit situado en el lazo de realimentación proporciona $\pm 1V$ para un bit uno o cero respectivamente. Ejemplos numéricos, así como una explicación completa del proceso, pueden encontrarse en Havskov y Alguacil (2003, páginas 90-92).

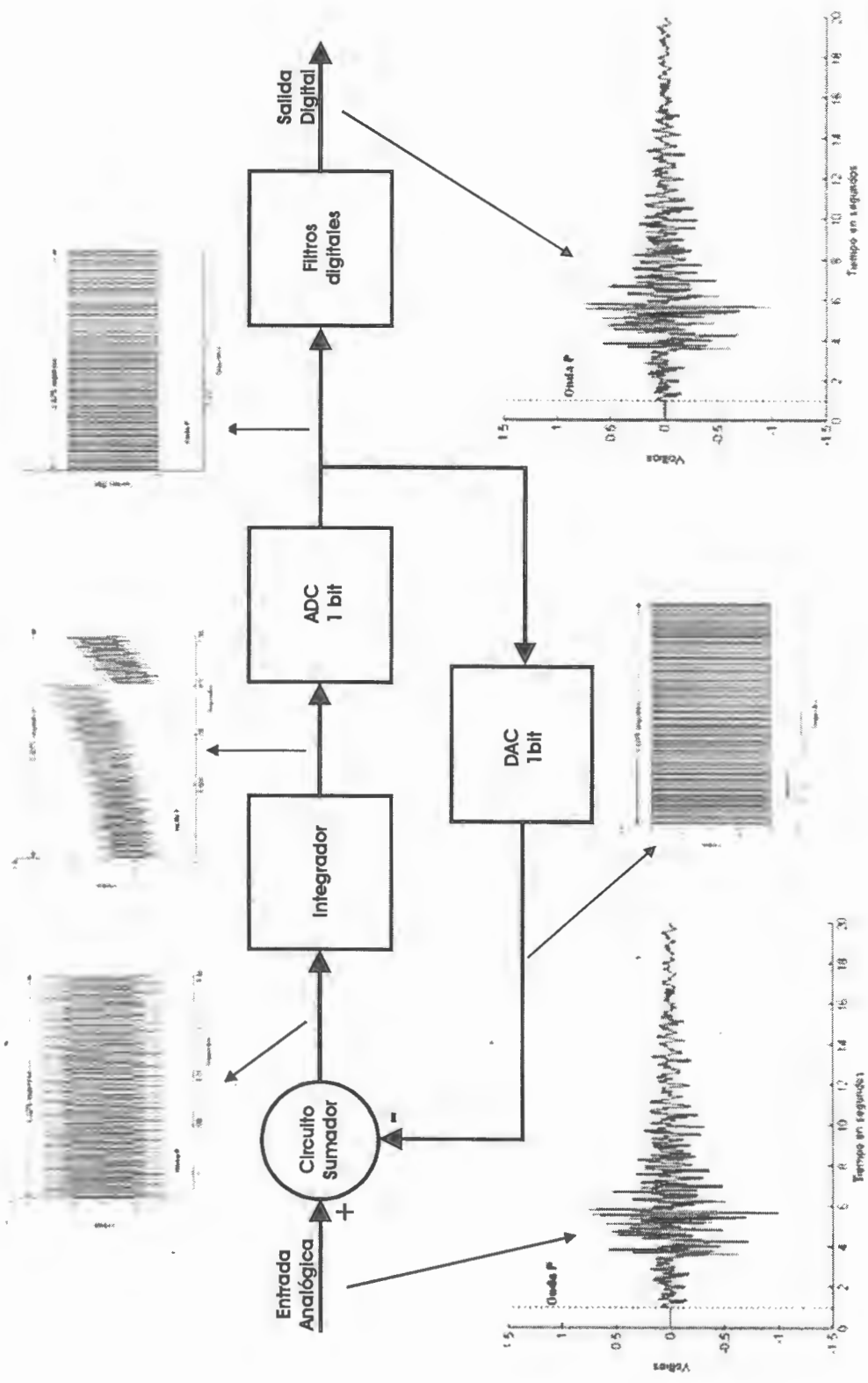


Figura 3. 5.- Esquema de un convertidor Delta-Sigma de una etapa, con un rango de conversión de $\pm 1V$, y una relación de decimación de 80.

El filtrado digital se ha realizado en dos etapas con filtros FIR paso bajo de 50 puntos y una frecuencia de corte de “0.8/R f_m ”, donde “R” es el factor de decimación en cada etapa y “ f_m ” es la frecuencia de muestreo de la entrada al filtro. La velocidad de muestreo finalmente obtenida es de 100 mps (factor de decimación total de 80).

Debe observarse que todas las señales representadas en la figura son analógicas, excepto las salidas del convertidor A/D (ADC de 1 bit) y la correspondiente salida de la fase de filtrado y decimación. Esta última se ha escalado para representar la tensión correspondiente en lugar del número de cuentas, al objeto de compararla con la entrada original.

La resolución de la señal de salida es de 6.6 bits, algo superior a la teórica (como veremos) debido a que la fase de filtrado se ha efectuado utilizando la máxima resolución del ordenador.

3.3.1. SOBREMUESTREO.

La razón señal-ruido (SNR) de un conversor A/D ideal viene dada por (Texas Instruments, 1998):

$$SNR_{max} (dB) \approx 6.02 \cdot N + 1.76 \quad (3.5)$$

siendo N el número de bits.

Ya que el ruido de cuantización es independiente de la velocidad de muestreo (Asch, 2002), al sobremuestrear extendemos la potencia del ruido sobre un mayor ancho de banda. Al filtrar la señal sobre la banda de interés, eliminando el ruido en las frecuencias más altas, incrementamos la SNR:

$$SNR_{max} (dB) \approx 6.02 \cdot N + 1.76 + 10 \cdot \log_{10}(k) \quad (3.6)$$

Comparando las ecuaciones (3.5) y (3.6), es fácil deducir la relación entre el incremento en resolución (número de bits) y el factor de decimación.

En la figura 3.6 se ilustran ambos efectos.

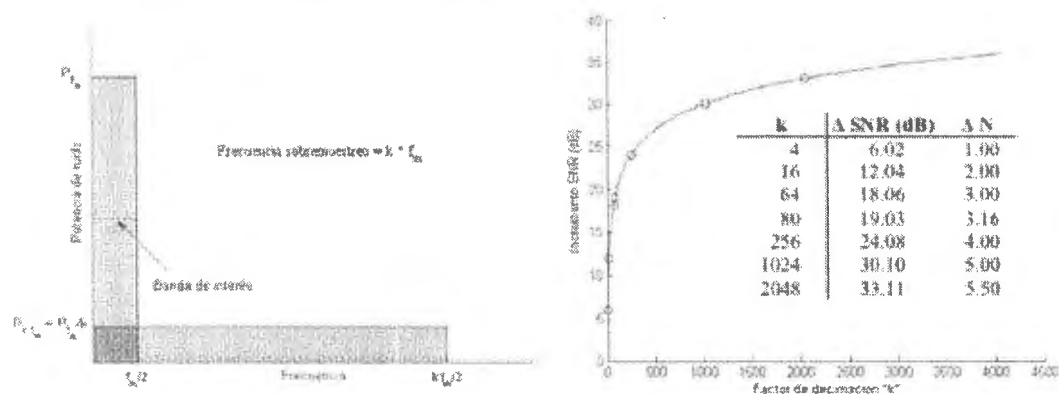


Figura 3. 6.- Reducción de la potencia de ruido en un sistema sobremuestreado y relación entre el incremento del SNR y el factor de decimación. En la tabla se indican, para los valores de “k” señalados con círculos en la figura, los incrementos del SNR y del número de bits sobre el sistema original. (Asch, 2002)

Como puede verse en la tabla de la figura, en el caso de un valor de $k=80$, como el utilizado en el ejemplo anterior, la resolución final teórica sería de 4.16 bits en lugar de los 6.6 bits mencionados.

3.3.2. FILTROS ANTIALIASING FIR.

Havskov y Alguacil (2003) muestran como los filtros *antialiasing* analógicos, con gran atenuación en la banda de rechazo, necesarios con ADC's de alta resolución, son difíciles de implementar. La técnica de sobremuestreo permite suavizar las restricciones impuestas a estos filtros. Incluso el integrador de un ADC Sigma-Delta realiza funciones de filtro paso bajo, pero la señal sobremuestreada necesita de filtros *antialiasing* (lógicamente digitales) previos a la decimación.

Cualquier filtro digital lineal y causal presenta una función de transferencia, en el dominio de la transformada "z", de la siguiente forma:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{j=0}^M b_j z^{-j}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (3.7)$$

donde $z = e^{i2\pi f / f_m}$, siendo f_m la frecuencia de muestreo. La correspondiente ecuación de diferencias viene dada por:

$$y[n] = \sum_{j=0}^M b_j \cdot x[n-j] - \sum_{k=1}^N a_k \cdot y[n-k] \quad (3.8)$$

Las ecuaciones (3.7) y (3.8) definen filtros realimentados, denominados IIR por tener una respuesta impulsiva infinita. Si los coeficientes "a_k" son nulos, filtros FIR, la salida del filtro sólo dependerá de la entrada, y su respuesta impulsiva será finita (con una duración de M muestras).

Aunque los filtros FIR requieren un gran número de coeficientes para obtener respuestas con cortes abruptos, presentan la ventaja de ser siempre estables. Además, los filtros de fase lineal o nula son fáciles de implementar.

Scherbaum (1996) señala que las técnicas usualmente utilizadas limitan el número de coeficientes de los filtros FIR a un máximo de 100. Esta limitación hace que, en la mayoría de los casos, la decimación se efectúe en varias etapas.

La mayoría de los ADC's utilizan filtros FIR de fase lineal o fase cero, pero presentan el conocido fenómeno de generación de artefactos precursores, no siempre fácilmente identificables, que pueden ser corregidos a posteriori (Scherbaum y Bouin, 1997; Scherbaum, 1997 [1] y [2]). Son los denominados filtros "acausales" y su ecuación de diferencias (Havskov y Alguacil, 2003), semejante a (3.8), es:

$$y[n - \frac{M}{2}] = \sum_{j=0}^{M-1} b_j \cdot x[n-j] \quad (3.9)$$

donde la salida no sólo depende de las muestras previas, sino también de muestras posteriores

3.3.3. EL CONVERTIDOR CS5323/CS5322 DE CRYSTAL.

El modulador analógico CS5323 junto con el filtro digital CS5322, funcionan como un convertidor de alta resolución de 24 bits, basados en la modulación Delta-Sigma (Crystal, 1995).

El modulador CS5323 utiliza una arquitectura de 4º orden con un conversor A/D de 1 bit, y sobremuestreo de 256 Kmuestras por segundo (frecuencia de reloj de 1.024 MHz).

El CS5322 implementa 3 filtros FIR *antialiasing* de fase lineal, que aplica en cascada, con la correspondiente decimación. La salida se puede seleccionar para los siguientes periodos: 16, 8, 4, 2, 1, 0.5 y 0.25 milisegundos (DECA, DECB y DECC del *Switch S1*).

En el diseño del prototipo se ha utilizado un esquema electrónico (en la figura 3.7 se muestra el circuito utilizado, y el listado de componentes puede encontrarse en el apéndice A) siguiendo las recomendaciones y las especificaciones técnicas del conversor, así como de la tarjeta de evaluación CDB5323 (Cirrus Logic, 1998).

Se ha fijado la frecuencia de reloj en 1024 MHz, seleccionándose una velocidad de muestreo de 125 mps (*Switch S1*: DECA=1, DECB=0 y DECC=0), siendo el valor típico del rango dinámico de 129 dB.

Para la frecuencia de muestreo seleccionada, el conjunto de filtros FIR presentan una banda cuasi-plana hasta los 46.6 Hz (con un rizado inferior a 0.1 dB) y una frecuencia de corte (-3dB) de 51.5 Hz. La banda eliminada se mantiene por debajo de “-130 dB”.

La acción de los filtros FIR presenta un retardo de grupo constante de 232 milisegundos (valor teórico, retardo de 29 muestras), que deberá ser corregido a posteriori (Crystal, 1995).

El rango de conversión (fondo de escala) es de $\pm 10V$ ($V_{REF} = +10 V$) con una corriente de entrada de 1 mA en el pin 4 (IREF) del modulador analógico CS5323.

El circuito presenta ligeras modificaciones sobre el indicado por Cirrus Logic (1998). Principalmente en lo que se refiere al control de las señales de reinicialización (*reset*, RST) y sincronismo (SYNC), necesarias para iniciar el proceso de conversión.

El conector de salida presenta las señales correspondientes a los datos serie (SOD), las señales de reloj (SCLK y CLK), la señal de dato disponible (DRDY), y las señales de entrada mencionadas de *reset* y sincronismo.

Se han incluido 4 puntos de test para las alimentaciones (puntos Tp1 a TP4) y otros tantos para las señales de salida “SOD, SCKL, CLK y nDRDY”.

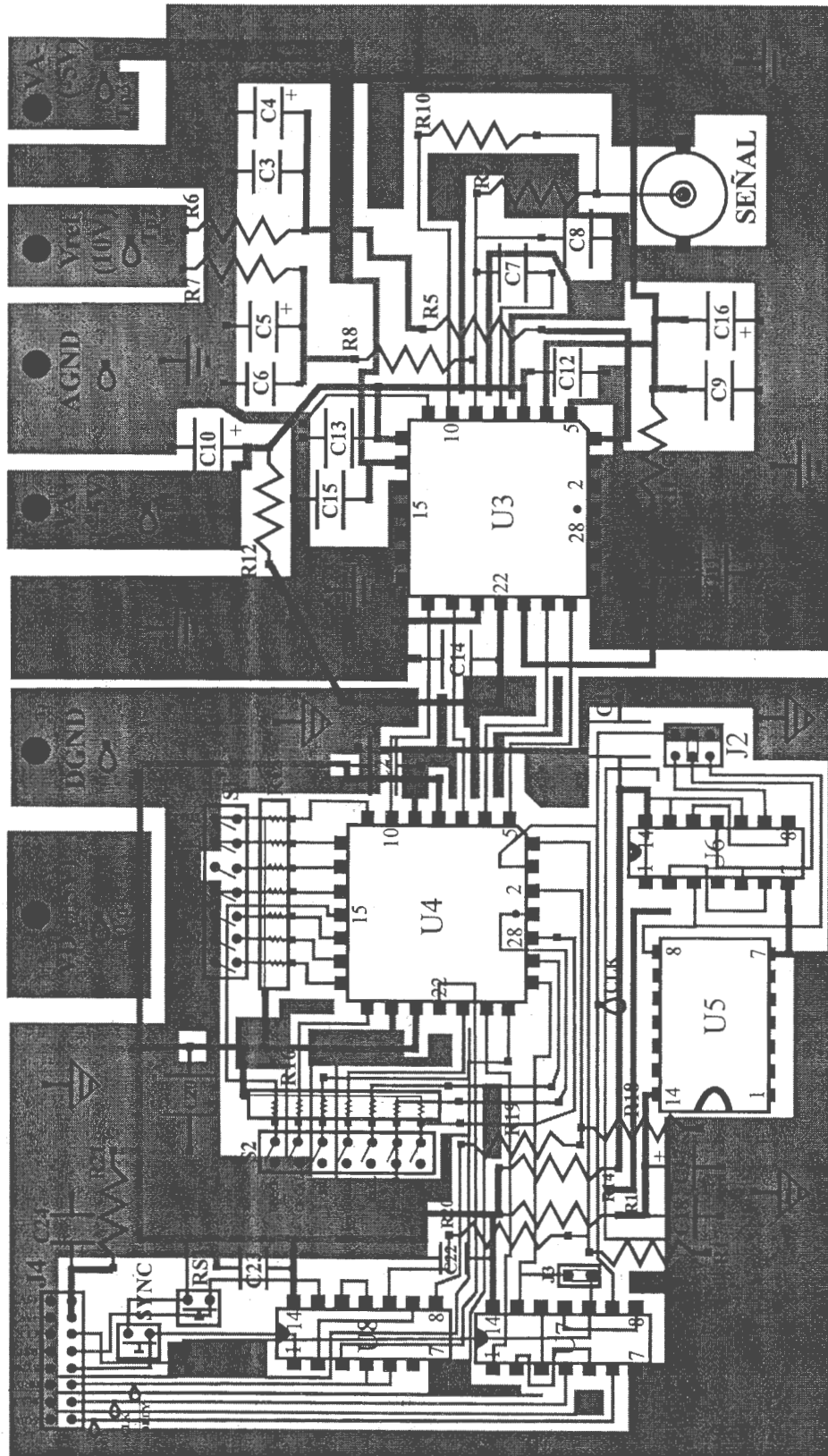


Figura 3. 7.- Esquema electrónico del A/D.

Además del retardo producido por los filtros FIR existe un retardo hardware en las señales presentes en el conector J4 de 8 ns para la señal nDRDY y 16 ns para las señales SCLK, CLK, y los datos serie SOD.

La señal nDRDY será utilizada para la datación de la muestra, por lo que hay que tener presente que se encuentra invertida (lógica negativa) respecto a la original producida por el integrado CS5322 y tiene una duración de $23.4375 \mu s \pm 25 \text{ ns}$.

Como ya hemos mencionado, el CS5322 se encarga de los procesos de filtrado y decimación (figura 3.8), pudiendo encontrar los coeficientes de los 3 filtros FIR en Johnston (1996).

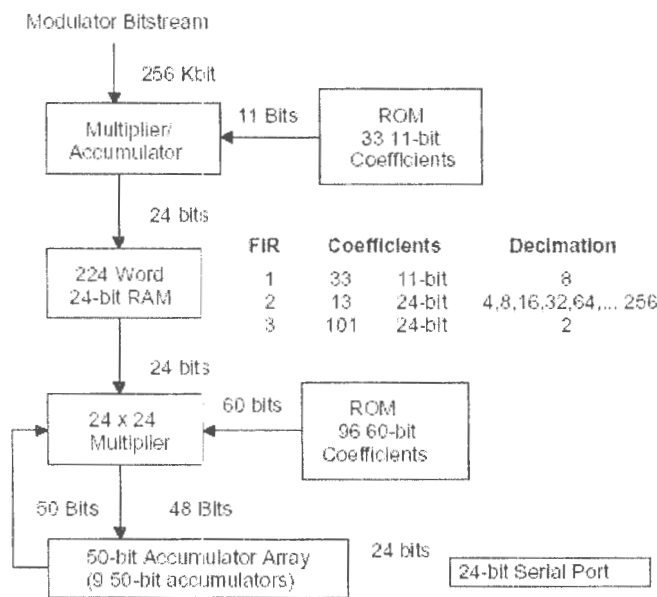


Figura 3. 8.- Diagrama de bloques de los filtros digitales FIR implementados en el CS 5322. (Johnston, 1996).

Como se aprecia en el esquema de filtrado, el FIR 2 puede programarse para obtener diversos factores de decimación, mientras que los FIR 1 y 3 presentan un factor de decimación fijo de 8 y 2 respectivamente. El FIR 2 actúa hasta nueve veces de forma recurrente y decima los datos en un factor de dos en cada paso. Los resultados son almacenados en 9 registros de 50 bits. El FIR 3 actúa sobre el registro correspondiente para obtener la frecuencia de muestreo seleccionada, situando su salida en el registro serie de salida de 24 bits.

Asch (2002) analiza la pareja CS5321/5322 utilizada por los sistemas de adquisición de Reftek y Güralp. El modulador CS5321 es semejante al utilizado en este trabajo pero con un fondo de escala de $\pm 5V$. Además, los sistemas de adquisición mencionados utilizan una frecuencia de reloj de 512 kHz.

La respuesta de total de los filtros para una frecuencia de muestreo de 125 Hz utilizando un reloj de 1.024 MHz puede encontrarse en las figuras 1 y 3 de las características técnicas (Crystal, 1995).

3.4. ADQUISICIÓN DE DATOS POR EL PUERTO PARALELO.

El puerto paralelo de cualquier PC consiste en 17 líneas de señales y 8 de masa. Estas señales se dividen en 3 grupos:

- Líneas de control (4 líneas): siempre de salida (visto desde el PC).
- Líneas de estado (5 líneas): son de entrada.
- Líneas de datos (8 líneas, 1 byte): originalmente de salida, aunque actualmente son de entrada-salida (dependiendo del modo seleccionado).

Originalmente el puerto paralelo se diseñó para el control de impresoras, por lo que las líneas de datos eran únicamente de salida (modo SPP), pero en 1994 se aprueba el estándar IEEE 1284 que permite la bidireccionalidad del puerto. Diversas reseñas históricas pueden encontrarse fácilmente, por ejemplo en Yoson (2002) y en Warp Nine Engineering (2002).

Este estándar presenta dos niveles (Texas Instruments, 1999) compatibles con la *interface* original. El primero utiliza una configuración “*open drain*”, mientras que el segundo emplea la denominada configuración “*totem-pole*” que permite una mayor longitud de cable y velocidades más altas.

El estándar define 5 modos de transferencia de datos, ampliamente conocidos y que pueden ser encontrados fácilmente, nuevamente recomendaremos la descripción efectuada por Yoson (2002) y Warp Nine Engineering (2002).

De todos ellos hemos seleccionado el modo EPP (Enhanced Parallel Port) que permite una transferencia de datos bidireccional a alta velocidad y es el recomendado, Texas Instruments (1999) y Warp Nine Engineering (2002), para adquisición de datos.

3.4.1. EL PROTOCOLO EPP.

El protocolo EPP permite la transferencia bidireccional tanto de datos como de direcciones. Cada transferencia se realiza en un solo ciclo del bus, logrando velocidades de transferencia entre 500KB y 2MB por segundo (Warp Nine Engineering, 2002), ya que el ciclo es controlado por *hardware*, al contrario que en los puertos estándar SPP (modo byte).

Yoson (2002) señala que la dirección del puerto EPP no puede ser la 3BCh, ya que ésta corresponde al antiguo puerto SPP y no puede proporcionar los registros necesarios.

Ya que tarjeta “*embedded*” utilizada PCM-4823 (PC monoplaca basado en 486) soporta todos los modos posibles, configuraremos el puerto paralelo con la dirección 378h, la IRQ7 y modo EPP tipo 1.9 (totalmente compatible con IEEE 1284) desde el “*setup*”. Los registros de este protocolo se indican en la tabla 3.I.

Los registros 5 a 7 son utilizados, algunas veces por diversos módulos, y pueden emplearse para implementar interfaces de 16 y 32 bits.

Nombre	Offset	Modo	R/W	Descripción.
SPP (datos)	+0	SPP/EPP	W	Estándar SPP.
SPP (estado)	+1	SPP/EPP	R	Lee las líneas de estado (entrada) de la interface.
SPP (control)	+2	SPP/EPP	W	Escribe el estado de las líneas de control.
EPP (dirección)	+3	EPP	R/W	Genera un ciclo de transferencia de direcciones.
EPP (datos)	+4	EPP	R/W	Genera un ciclo de transferencia de datos.
No definido	+5 - +7	EPP	No asignado	Puede utilizarse para transferencias de 16 y 32 bits.

Tabla 3. I .- Definiciones de los registros utilizados por el protocolo EPP, donde R= Lectura y W=escritura.

Debido a que en numerosos casos la nomenclatura de los pines del puerto se refieren al protocolo SPP original, en la tabla 3.II se indica la correspondiente nomenclatura definida para el modo EPP.

Señal SPP	Señal EPP	I/O	Comentarios
NSTROBE	<i>nWRITE*</i>	Salida	W=0, R=1
NAUTOFEED	<i>nDATASTB*</i>	Salida	Ciclo I/O de datos en proceso cuando es baja.
NSELECTIN	<i>nADDRST*</i>	Salida	Ciclo I/O de direcciones cuando es baja. (Siempre alta)
NINIT	<i>nRESET</i>	Salida	Reset del periférico = 0.
NACK	<i>nINTR</i>	Entrada	Petición de interrupción generada por el periférico.
BUSY	<i>nWAIT</i>	Entrada	Periférico listo para: iniciar ciclo = 0, finalizar ciclo=1.
D[8:1]	<i>AD[8:1]</i>	Bi-Dir.	Líneas de datos/direcciones.
PE	Usuario	Entrada	-----
SELECT	Usuario	Entrada	-----
NERROR	Usuario	Entrada	-----

Tabla 3. II .- Definiciones de las señales EPP. Las negrillas indican las señales que utilizaremos, y las que comienzan por "n" indican lógica negativa (activas cuando están bajas). "*" Líneas que pasan físicamente a través de un inversor.

De los diversas formas de transferencia posibles, sólo utilizaremos los ciclos de lectura de datos, por lo que algunas líneas del puerto no serán utilizadas.

Para iniciar un ciclo de lectura de datos es necesario que el periférico genere la señal de interrupción (ACK.) y disponer de la subrutina ISR correspondiente.

El "handshake" del ciclo de lectura comienza cuando el PC recibe la petición de interrupción y la ISR ejecuta el ciclo de Entrada-Salida (I/O) sobre el puerto 4 (Tabla 3.1). Las señales que intervienen se muestran en la figura 3.9.

Como se aprecia en la figura, toda la transferencia de datos (1 byte) se realiza en un solo ciclo del bus del PC. Además, la transferencia se realiza de forma asíncrona, adaptándose al dispositivo más lento de forma automática, y por tanto la transferencia es transparente tanto al PC como al periférico.

Debemos señalar que la señal "nIOR" es interna al PC (generada por la CPU en respuesta a la interrupción solicitada por el periférico) y no corresponde físicamente a ningún pin del puerto paralelo.

La señal "nWRITE" del puerto EPP permanece alta durante toda la operación, indicando que el ciclo es de lectura. Esta señal podemos dejarla fija en alto, ya que siempre realizaremos ciclos de lectura. Así mismo, la señal "nADDRSTB" siempre permanecerá alta, ya que nunca realizaremos un ciclo de lectura o escritura de direcciones.

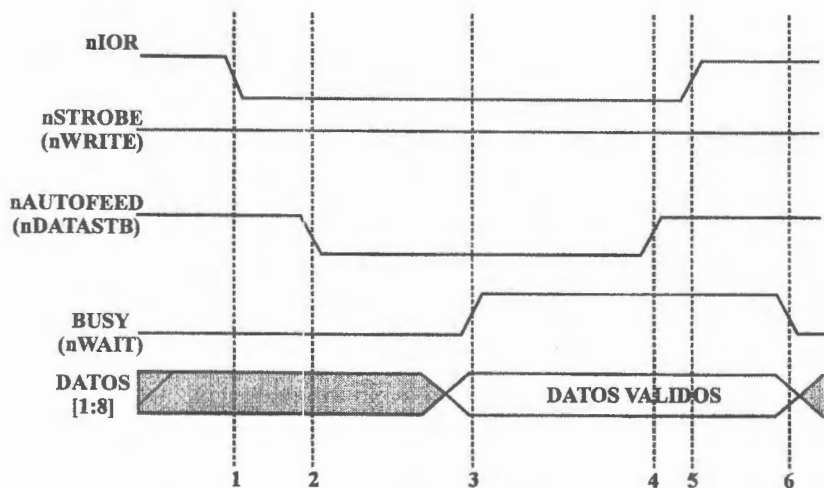


Figura 3. 9.- Diagrama de señales durante un ciclo de lectura de datos del puerto EPP, la nomenclatura se refiere al puerto SPP, entre paréntesis la correspondiente al EPP. 1) Comienzo del ciclo I/O del puerto EPP. 2) El PC pone nDATASTB a cero (operación de lectura en proceso). 3) El periférico pone en alto la señal nWAIT (datos válidos, listo para finalizar ciclo). 4) El PC pone en alto nDATASTB (dato leído y aceptado). 5) Fin del ciclo I/O del puerto. 6) El periférico pone a cero nWAIT (listo para comenzar un ciclo).

3.4.2. LA INTERFACE SERIE-PARALELO.

Utilizando las líneas del conector “J4” de la tarjeta A/D (figura 3.7), podemos convertir los datos serie a paralelo. El esquema utilizado se muestra en la figura 3.10, y el listado de componentes se adjunta en el apéndice A.

En primer lugar, utilizamos optoacopladores (U10 a U15) para aislar la tarjeta interface de la conversión A/D. Los circuitos “Schmitt trigger” (U16 y U17) son utilizados para conformar las señales, siguiendo un esquema análogo al utilizado en Cirrus Logic (1998).

La salida correspondiente a la señal SCLK se encuentra invertida respecto a la entrada en J5, por lo que el dato válido corresponderá al flanco de subida. Señalar que originalmente el bit cambia en los flancos de subida del reloj (señal CLK).

Mediante un flip-flop (U18) se sincronizan los flancos de la señal nDRDY con los de bajada de SCLK. De esta forma el lanzamiento de los registros serie (U20, U21 y U22) sobre la salida paralelo se producirá justo después de que haya entrado el bit LSB (menos significativo).

Además, la señal nDRDY se sincroniza con el siguiente flanco de subida antes de generar la IRQ (utilizando el segundo flip-flop del integrado U18) con objeto de garantizar que los datos ya se hayan cargado en paralelo antes de producirse la petición de lectura.

La IRQ se genera mediante otro flip-flop (U19) donde nDRDY actúa de reloj. Cuando llega el flanco de subida (datos cargados en el registro paralelo) se genera el pulso IRQ que se inyecta en el pin nACK, que en este caso se activa por el flanco de subida.

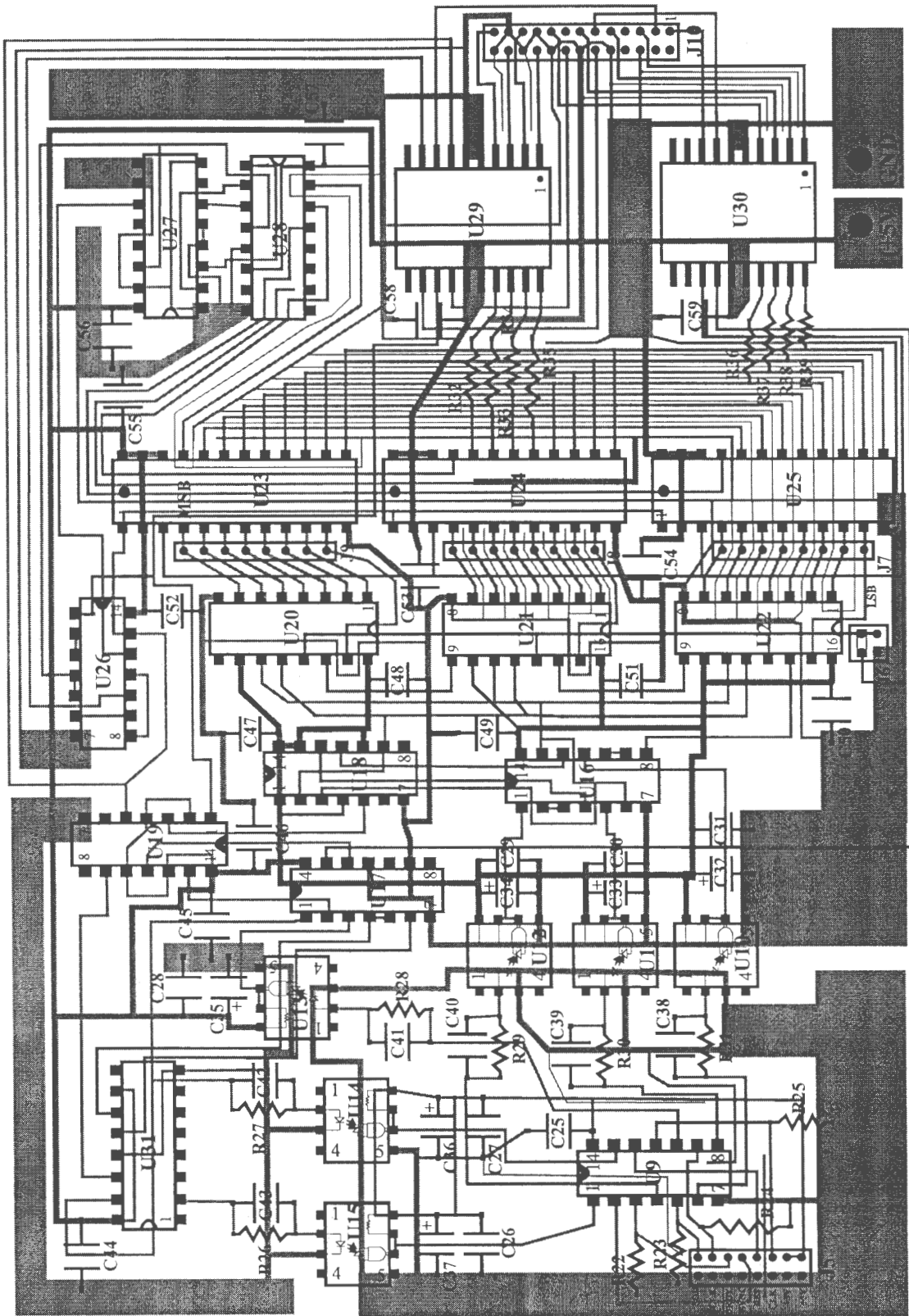


Figura 3. 10.- Esquema electrónico de la interface paralelo.

Este pulso de interrupción, se utiliza además para cargar los datos paralelos en los registros A de los transceptores (U23, U24 y U25). Así mismo, tras ser invertido, carga la configuración inicial del contador (U27), poniéndolo a cero, que será utilizado para multiplexar los 3 bytes de datos sobre el puerto paralelo.

El flanco de subida del pulso IRQ presenta un retardo máximo de 23,8 μ s respecto al flanco de bajada la señal nDRDY presente en el jumper J5, sin incluir el retardo del integrado 74ACT1284 (U29) que es de 25 ns como máximo.

El control del multiplexado se efectúa utilizando la petición de datos del PC (señal nDATA_{STB}, ver figura 3.9), por medio de un contador (U27) y un decodificador (U28). Paralelamente se genera la señal nWAIT (pin 21, BUSY del puerto paralelo J10) como respuesta del periférico.

Debido a que los registros serie-paralelo 74HC595 (U20, U21 y U22 de la figura 3.10) son de tres estados, podríamos multiplexar los 3 bytes directamente, seleccionando en cada momento el byte transferido y dejando los otros dos en alta impedancia. Sin embargo, al objeto de poder efectuar diversos tests (jumper J6, J7, J8 y J9) de funcionamiento hemos utilizado los transceptores con registro U23, U24 y U25.

En cada ciclo de lectura se transfiere un byte (registro A del transceptor correspondiente) al bus de datos paralelo, garantizando que en ningún instante dos bytes puedan estar conectados simultáneamente al puerto paralelo. En la figura 3.11 se muestra la evolución de señales indicándose los eventos más significativos, así como los integrados que intervienen en cada fase.

Para evitar daños en el puerto paralelo debemos cumplimentar las especificaciones eléctricas según el estándar IEEE 1284 (Yoson, 2002). Para ello hemos utilizado dos transceptores (U29 y U30) de Texas Instruments que cumplen dicha norma.

Como ya hemos mencionado en el punto anterior, sólo hemos realizado el “*handshake*” para ciclos de lectura EPP. Para evitar daños durante el arranque, donde el puerto puede solicitar un ciclo de escritura (detección de dispositivos) utilizaremos la señal nWRITE (pin 1 nSTROBE del puerto paralelo) para poner en estado de alta impedancia los 3 shift-register (U20, U21 y U22) y conectar el puerto paralelo al registro B del transceptor U23.

Finalmente, se han incluido las componentes necesarias para reinicializar la tarjeta A/D por programa. Para ello debemos generar los pulsos RESET y SYNC (figura 14 de Cristal, 1995) a partir del pulso recibido por el pin 6 (nINIT) del conector J10, utilizando el flip-flop U17 y el registro de desplazamiento U31. Estas señales se dirigen a la tarjeta A/D a través del conector J5, utilizando optoacopladores de aislamiento (U14 y U15).

En la figura 3.12 se muestra el diagrama de tiempos para estos dos pulsos.

Hay que señalar que tanto la tarjeta A/D como la de interface se pueden simplificar, reduciendo ampliamente el número de componentes y por tanto el consumo. Como ya se ha mencionado, en este prototipo se han introducido componentes adicionales con el objeto de efectuar diversas pruebas intermedias tanto de los módulos como de los programas.

Además hay que señalar que la adaptación a una tarjeta de 3 componentes no implica triplicar el número de integrados, ya que mucha de la circuitería necesaria sería común a los tres canales. En lo que se refiere a la lectura del puerto paralelo, la ISR debería leer nueve bytes en lugar de los 3 correspondientes a un canal.

3.4.3. EL PC Y LOS PROGRAMAS DE CONTROL.

El PC utilizado es el PCM-4823 (Advantech, 1999) con 32 MB de memoria RAM, con sistema operativo Linux (Red Hat 6.2).

Se trata de una tarjeta “*embedded*” con procesador 486 y que dispone de 2 puertos serie, bus PC104, un conector para *floppy disk*, un puerto paralelo con capacidad EPP/ECP, un bus IDE para disco duro, conector para LCD, puerto de red Ethernet, un puerto de infrarrojos, conector para teclado y ratón, y conector para pantalla SVGA.

El disco duro tiene una capacidad de 10 GB, mayor que la soportada por la tarjeta, por lo que se han hecho tres particiones. La primera de 2 GB donde se encuentra el sistema operativo y los programas, la segunda de 7.6 GB, que se monta en el sistema de directorios durante el arranque, se reserva para datos, y la tercera partición de 78 MB de “*swap*” necesaria en todos los sistemas Linux.

Como ya se ha mencionado se ha seleccionado en el BIOS (“*setup*”) el puerto paralelo con la dirección base 0x378h, la IRQ7, modo ECP/EPP y puerto EPP tipo 1.9 (nivel 2 de la IEEE 1284).

Pero antes de comenzar a utilizar el puerto debemos asegurarnos que se encuentra correctamente configurado, utilizando los registros de la tabla 3.I y que se describen con detalle en la tabla 3.III.

Nº Bit	DATOS (Offset +4)		CONTROL (Offset +2)		ESTADO (Offset + 1)	
	Nombre	Nº Pin	Nombre	Nº Pin	Nombre	Nº Pin
7	DATO 7	17	No usado	--	BUSY	21
6	DATO 6	15	No Usado	--	ACK	19
5	DATO 5	13	Enab. Bi-dir	--	PE	23
4	DATO 4	11	Enab. IRQ ACK line	--	SELECT	25
3	DATO 3	9	nSLCTINI	8	nERROR	4
2	DATO 2	7	nINIT	6	nIRQ	--
1	DATO 1	5	nAUTOFD	2	Reservado	--
0	DATO 0	3	nSTROBE	1	Time-out ⁽¹⁾	--

Tabla 3. III.- Registros del puerto paralelo EPP, indicando el pin correspondiente del conector de la PCM-4823 (caso de que exista la señal física) y utilizando la nomenclatura estándar SPP. ⁽¹⁾ El bit 0 del registro de estado se activa cuando se produzca un “time-out” de aproximadamente 10 μ s (este bit se reserva en el modo SPP), es decir, si el periférico no responde antes de que transcurra este tiempo, el sistema finaliza la transferencia. Como en ocasiones anteriores, el prefijo “n” indica lógica negativa y los pines marcados en negrita pasan a través de un inversor (línea físicamente invertida respecto a su valor en el registro).

Además de los registros indicados, existen otros asociados al protocolo ECP. De ellos, sólo nos interesa el llamado ECR (registro de control extendido), con una dirección de Base+0x402h, y que es utilizado por todos los modos para fijar la forma en que operará el puerto. Para el modo EPP este registro debe estar en “0100XXXX” (MSB primero). Una descripción completa de estos registros se puede encontrar en Esquitino (1999).

Durante el arranque, y en el espacio del núcleo (sistema operativo), se instala el driver “syspp” (diseñado en el ROA) mediante un “*script*” que ejecuta la instrucción de Linux “insmod syspp.o”. Mediante este comando se añade este módulo al núcleo del SO, inicializa el puerto y el periférico (la tarjeta A/D, ver figura 3.12).

La inicialización del puerto paralelo consiste en fijar el modo de operación EPP (escribiendo “0100XXXX” en el ECR), e inicializar el periférico (escribiendo “XXXX0000” en el registro de control).

Una vez inicializado el periférico, el *driver* queda activado poniendo el registro de control en “XXX00100”. Debemos señalar que en este estado el puerto no responderá todavía a las posibles interrupciones generadas por la tarjeta A/D.

Cuando el sistema arranca, y en el espacio de usuario, se lanza el programa de adquisición “adqsis” de forma automática. La primera tarea que se realiza es la apertura del *driver* del puerto paralelo, alistándolo para su normal funcionamiento (“XX110100” en el registro de control).

A partir de este momento, cada vez que llega una interrupción, el *driver* leerá el dato del puerto paralelo mediante tres ciclos de lectura (1 byte) consecutivos, así mismo, interroga al sistema para datar la muestra. Ambos datos se almacenan en un *buffer* circular con capacidad para almacenar 30.000 datos (muestras de 3 bytes y el instante).

Cada 10 segundos, el programa de adquisición vacía el *buffer*, y añade los datos al fichero abierto en cada instante. Aunque cada muestra es datada, sólo se guarda el instante de la primera muestra del fichero correspondiente.

Ya hemos mencionado que el sistema opera bajo Linux (Red Hat versión 6.2), que permite un control de las interrupciones mejor que los sistemas basados en Windows o el antiguo MS-DOS. En este sistema, cualquier interrupción será atendida antes de 10 μ s, lo que es esencial para la datación de las muestras y sincronización del sistema. En los sistemas basados en Windows no se tiene un control preciso del retardo producido por el sistema antes de atender una interrupción, presentando una resolución que puede estar en el orden de varias centésimas de segundo, lo que lo hace poco adecuado para mantener el sincronismo y la datación de muestras.

En la datación hay que tener presente que existe un retardo *hardware* (ya mencionado) de 23.8 μ s, los 10 μ s máximos debido a la interrupción y los 232 milisegundos de retardo provocados por los filtros FIR.

Por tanto, el instante de la muestra tenderemos que corregirlo por 232,029 ms, con un error del orden de 10µs debido a la incertidumbre del tiempo de interrupción. Pero este error es un orden inferior a la incertidumbre del sistema de sincronismo como veremos, y puede ser despreciado.

En la figura 3.13 se muestra el diagrama esquemático de todo el proceso de adquisición.

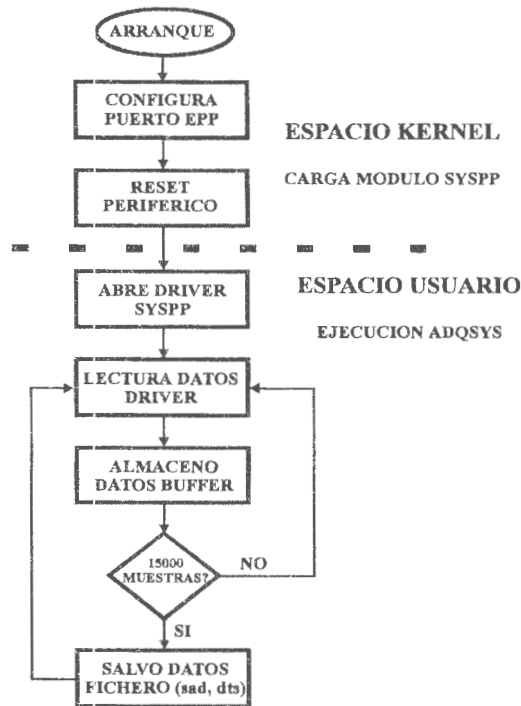


Figura 3. 13.- Esquema del proceso de adquisición de datos.

Paralelamente a los procesos descritos, se ejecutan otros procesos como el ejecutado, desde el núcleo del sistema operativo, de sincronismo, la salida de adquisición (al presionar Ctrl- C), etc.

El formato de ficheros utilizado es el mismo que el empleado por la red de corto periodo del ROA (fichero *.sad de datos y fichero *.dts de información), almacenando cada uno 5 minutos de datos. En un futuro próximo se empleará el formato miniSEED, al igual que las estaciones de la red VBB ROA/UCM/GFZ con sistemas de adquisición Quanterra.

En cuanto a las comunicaciones, en este prototipo se emplea internet (la tarjeta dispone de Ethernet 10/100), pudiendo copiar datos, ver el estado de los procesos, etc. Desde una estación de trabajo en la estación central se actualiza constantemente una copia de los datos cada 10 minutos con objeto de procesar los datos en tiempo cuasi-real.

Está previsto contemplar comunicaciones vía radio-módem y módem-telefónico una vez cambiado los formatos a miniSEED, y en la actualidad se está construyendo el segundo prototipo de 3 canales más simplificado.

En cuanto a la transmisión de datos continua, se están desarrollando los programas para ecualizar en tiempo real los datos y decimarlos a 20 mps. En este nuevo diseño se contempla salvar los canales de 125 mps por disparo, y los canales de 20 mps de forma continua, siguiendo la misma filosofía que la utilizada por las estaciones de banda ancha de la RED VBB ROA/UCM/GFZ con sistemas de adquisición Quanterra.

3.5. SINCRONISMO Y BASE DE TIEMPOS.

Una de las necesidades importantes en los sistemas de adquisición es el mantenimiento de una buena referencia de tiempo. En la figura 3.1 se indicaron las dos opciones seguidas por diversos sistemas de adquisición comerciales, la primera se basa en efectuar el control de tiempo en el propio digitizador, mientras que la segunda corriente lo hace en el PC.

Nuestro diseño se basa en esta segunda filosofía, utilizando el desarrollo de un sistema preciso realizado en la sección de hora del ROA, que es el laboratorio primario de tiempo y frecuencia en España.

Este sistema utiliza la señal del pulso por segundo, "pps", generada por el GPS (se ha elegido el Oncore UTC por las altas prestaciones en tiempo) como IRQ 11 (pin 4 del conector PC/104), y los mensajes del GPS se reciben a través del puerto serie COM1.

Este sistema de sincronismo actúa como un PLL *software* sobre el reloj del sistema mediante un "parche" que modifica al núcleo (*kernel*) de Linux.

El estándar de cualquier PC (también de máquinas SUN y alfa, entre otras) utilizan un divisor de frecuencia programable en función del sistema operativo, para generar las marcas de tiempo, "ticks", de la IRQ0 (en Linux y sistemas multitarea, la frecuencia es de 100 Hz., mientras que en sistemas basados en DOS es de 18,2 Hz.). La placa CPU mantiene dos registros contadores, uno de segundos y otro de microsegundos, por lo que cada vez que se recibe un "tick" se produce el incremento correspondiente (10000 μ s en Linux, y 54945 μ s para sistemas operativos basados en DOS). En la figura 3.14 se muestra un esquema del funcionamiento.

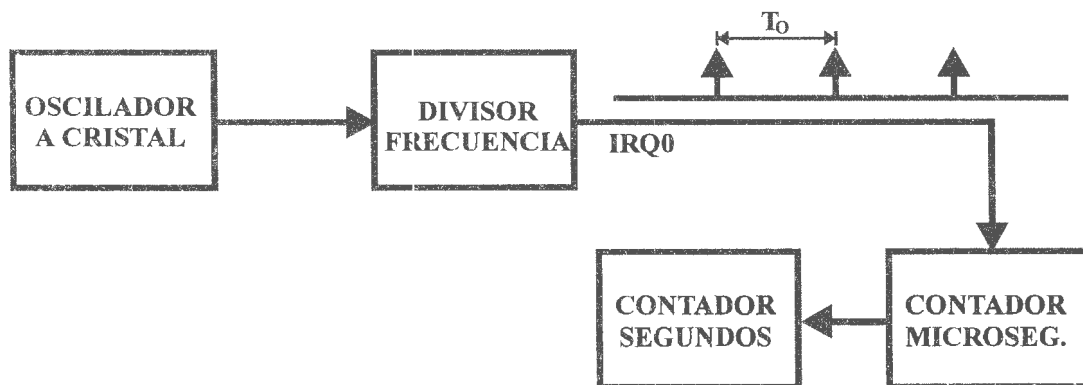


Figura 3. 14.- Esquema de funcionamiento del contador de una placa CPU de PC. "T₀" es el intervalo entre "ticks".

El parche del núcleo compara las marcas de tiempos (“ticks”) con el pps (IRQ11). Cuando se recibe el pps se registra el valor del contador de μs , calculándose la diferencia de frecuencia y el *offset*. Este cálculo se realiza sobre ventanas de datos filtrados que van de 16 segundos (ajuste grueso al principio), hasta 256 segundos (ajuste fino, una vez que el sistema se estabiliza). El filtro utilizado es de medianas de 3 puntos (Jefe Servicio de Hora, comunicación personal) evitando así, grandes correcciones producidas por “*spikes*” que pudiesen introducir fuertes fluctuaciones.

La corrección se realiza variando el periodo entre “*ticks*” de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$T_f := T_o + \Delta f_{ppm} + \Delta T \quad (3.10)$$

donde “ T_f ” es el periodo entre ticks ajustado, “ T_o ” es el teórico, “ Δf_{ppm} ” es la diferencia de frecuencia en partes por millón (coincide numéricamente con el n° de μs), y “ ΔT ” es el offset de tiempo en μs .

Debe observarse que esta corrección es aplicada por software, es decir, es el incremento que se aplica al contador de microsegundos cada vez que se recibe un “*tick*”, no actuando sobre la frecuencia de batido del oscilador.

La corrección por frecuencia (Δf_{ppm}) se aplica de forma inmediata al ser calculada, mientras que la corrección por “*offset*” (ΔT) se realiza de forma gradual para que no haya saltos en la escala de tiempos, lo que generaría incertidumbre en la datación. Es decir, la primera hace que la frecuencia del contador de microsegundos se enclave con el batido del pps, mientras que la segunda corrección las pone en fase.

En definitiva, este programa (parche) realiza las misiones de un PLL, pero no comprueba si la hora es la correcta o no. Para ello se utilizan los mecanismos que proporciona el programa del protocolo NTP (aunque no se use la red).

El “demonio” de NTP trata de sincronizar la máquina con alguna referencia externa, pero sólo actúa sobre el contador de segundos, mientras que programas tales como TARDIS o DIMENSION4, actúan sobre los dos contadores mencionados, lo que perjudicaría al funcionamiento del PLL *software* realizado.

Por otro lado, NTP puede proporcionar la información de los mensajes del GPS (posición, n° de satélites,...) necesaria para comprobar la calidad de la referencia de tiempos, y conocer si el sistema tiene o no referencia externa en caso de fallo del GPS. Así mismo, incorpora rutinas de inicialización del GPS, muy útiles cuando se traslada el sistema a una nueva posición alejada de la inicial (cambios de emplazamiento), lo que permite un rápido “*start up*” al GPS.

3.6. LA FUENTE DE ALIMENTACION.

Todo el conjunto que compone la estación sísmica digital diseñada toma corriente de dos baterías en serie (24 V), que pueden ser recargadas mediante un regulador desde paneles solares o bien por un cargador conectado a la red eléctrica.

Este primer prototipo se ha diseñado para operar con transmisión por Ethernet, disponiendo en su emplazamiento (Estación SFS) de alimentación eléctrica 220Vac 50Hz. Cada una de las tarjetas presenta necesidades diferentes, por lo que es necesario disponer de las fuentes necesarias:

- $\pm 5V$ para la alimentación analógica de la tarjeta A/D.
- +10V para la tensión de referencia del conversor A/D.
- +5V para la alimentación digital de las tarjetas A/D e interface.
- +5V para alimentación de la PCM-4823 (@ 2 A típico) y para el GPS.

Algunas son de igual valor pero es preferible mantenerlas aisladas, dependiendo de las especificaciones requeridas en cada caso, y evitando que eventuales caídas por demanda de corriente no influyan en otras partes del circuito.

Aunque se podrían generar todas estas tensiones utilizando l única batería y convertidores dc-dc, no se ha considerado para evitar interferencias, tal y como recomienda la hoja de características técnicas del CS5323 (Cristal, 1995). En caso de utilizarlas, deberán operar por debajo de 48kHz, minimizando el efecto de las mencionadas interferencias si se utiliza un convertidor dc-dc sincronizado con la frecuencia de reloj de 1,024 MHz.

Futuras versiones, utilizando el CS5321 (con referencia +5V), simplificarán las necesidades de alimentación y por tanto el diseño de la fuente, a partir de una batería.

En la figura 3.15 se muestra el diseño de la fuente de alimentación (el listado de componentes se indica en el apéndice A).

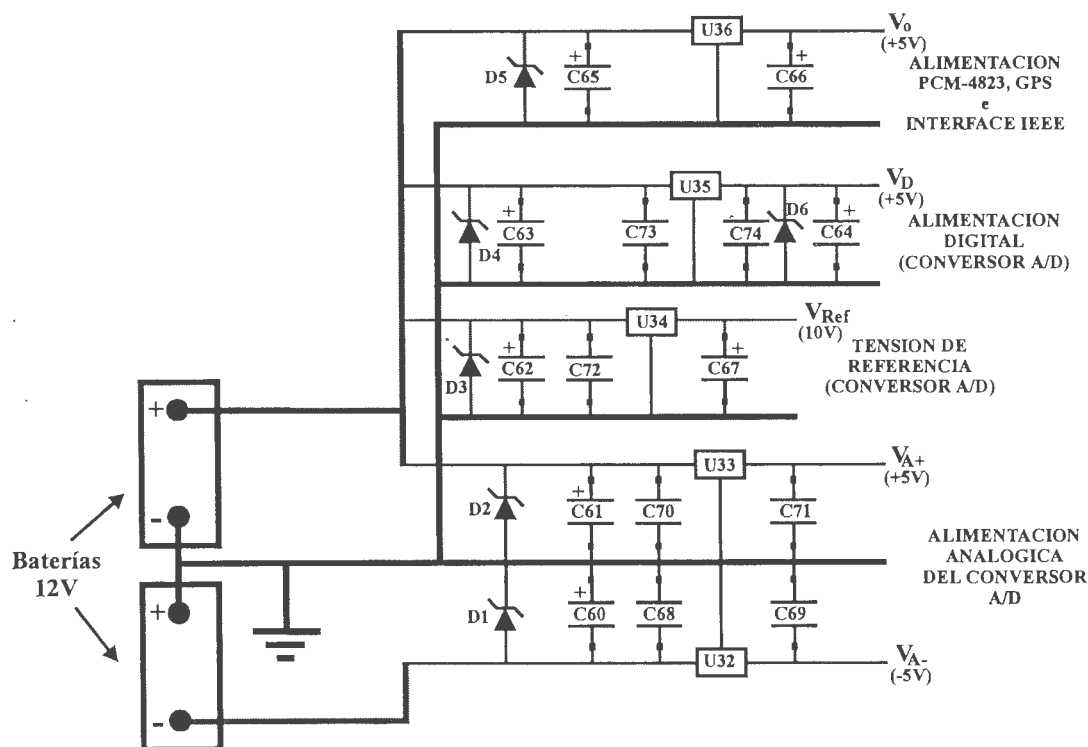


Figura 3. 15.- Esquema de la fuente de alimentación.

3.7. BIBLIOGRAFÍA.

Advantech. (1999). "PCM-4823/4823L. 486-Based Single Board Computer with SVGA/LCD and Ethernet interface. USER'S MANUAL". 2ª Edición, Taiwan.

Alguacil, G. (1986). " Los instrumentos de una red permanente para microterremotos. La RSGU". I Jornadas sobre investigación instrumental en Ciencias de la Tierra. Observatorio Universitario de Cartuja, Universidad de Granada, 20-26.

Asch, Günter. (2002). Section 6.3: "Analog to digital conversion". In Bormann, P. (Ed.) 2002. IASPEI New Manual of Seismological Observatory Practice (NMSOP). GeoForschungsZentrum Potsdam, Vol 1, pp 3-14.

Bakun, W.H.; Fischer, F.G.; Jensen, E.G.; y VanSchaack, J. (1994). "Early Warning System for Aftershocks". B.S.S.A., Vol. 84, Nº 2, 359-365.

Bolt, A.; Friday, J.E.; y Uhrhammer, R.A. (1988). "A PC-based broadband digital seismograph network". Geophysical Journal, Vol. 93, 565-573.

Cirrus Logic. (1998). "Evaluation Board for CS5323 and CS5322. CDB5323". Literature Number: DS70DB5. Cirrus Logic, Inc.

Crystal. (1995). "CS5322 CS5323. 24-Bit Variable Bandwidth A/D Converter". Number DS70F1, Crystal Semiconductor Corporation, 2-245 a 2-282.

Esquitino Moreno, R. (1999). "Tutorial del puerto paralelo". Documento disponible en WEB: <http://dcuesta.alc.upv.es/Projectes/Roque/paralelo.htm>.

Havskov, J.; y Alguacil, G. (2003). "Instrumentation in earthquake seismology". Pendiente publicación.

Hernando Rábanos, J.M. (1982). "Teoría de la comunicación I". E.T.S. Ingenieros de Telecomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid. Madrid.

Johnston, Jerome. (1996). "The CS5322 Digital Filter". Documento AN53REV2, Crystal Semiconductor Corporation. (pdf disponible en <http://www.crystal.com>).

Muñoz, M.L.; Sánchez, M.; y Ortiz, R. (1986). "Red sísmica telemétrica digital". I Jornadas sobre investigación instrumental en Ciencias de la Tierra. Observatorio Universitario de Cartuja, Universidad de Granada, 34-40.

Prothero, Jr. W.A.; y Brune, J.N. (1971). "A suitcase seismic recording system". B.S.S.A., Vol. 61, Nº 6, 1849-1852.

Scherbaum, F. (1996) "Of Poles and Zeros. Fundamentals of Digital Seismology". Kluwer Academic Publishers. Netherlands.

Scherbaum, F; y Bouin, M.P. (1997) "FIR filter effects and nucleation phases". Geophys. J. Int. Vol. 130, 661-668.

Scherbaum, F. (1997) [1] “Zero Phase FIR filters in digital seismic acquisition systems: Blessing or Curse?”. EOS, Mayo.

Scherbaum, F. (1997) [2] “Zero Phase Digital Anti-Alias filters: Problems and Cures”. Versión 1.0 (contribución al NMSOP), http://www.geophysik.un...de/firfilt/fir_daaf.htm

Texas Instruments. (1998). “Oversampling Techniques using the TMS320C24x Family”. Literature Number: SPRA461. Texas Instruments Europe.

Texas Instruments. (1999). “Logic solutions for IEEE Std 1284”. Literature Number: SCEA013. Texas Instruments Incorporated.

Trnkoczy, A.; Havskov, J.; and Ottemöller, L. (2002). Section 8.5: “Seismic data acquisition”. In: Bormann, P. (Ed.) 2002. IASPEI New Manual of Seismological Observatory Practice (NMSOP). GeoForschungsZentrum Potsdam, Vol. 1, pp 15-20.

Warp Nine Engineering. (2002). “IEEE 1284 info”. <http://www.fapo.com>.

Yoson, Eidan. (2002). “Proyecto: Hardkey en puerto paralelo”. Teoría I: Electrónica básica relativa a puertos de PCs. <http://www.geocities.com/eidan.rm/proypp1.htm>.



CAPITULO 4

LA RESPUESTA INSTRUMENTAL: PRUEBAS Y CALIBRACION

4.1. Introducción.	90
4.2. Pruebas de funcionamiento del sistema A/D.	90
4.2.1. La tarjeta conversora A/D.	90
4.2.2. Pruebas de la interfase paralelo y programas de adquisición.	93
4.2.3. Pruebas del sistema de sincronismo.	93
4.3. La calibración paramétrica.	95
4.3.1. Medida de la impedancia de carga RC-serie.	96
4.3.2. Medida de la frecuencia propia.	98
4.3.3. Medida del amortiguamiento.	101
4.3.4. Medida de la transductancia.	103
4.3.5. Medida de la amplificación.	104
4.3.6. Respuesta del sensor con impedancia de carga.	104
4.4. La bobina de calibración.	105
4.5. La calibración empírica.	107
4.6. Comparación de resultados y de los registros.	111
4.7. Bibliografía.	114

4.1. INTRODUCCION.

En los dos capítulos anteriores, hemos desarrollado las diversas componentes que integran la estación de campo digital, comenzando por el sensor hasta la placa CPU utilizada (PC monoplaca PCM-4823).

Pero para poder correlacionar correctamente los datos registrados con el movimiento real del suelo debemos caracterizar todas las componentes del sistema, así como comprobar su correcto funcionamiento y analizar la incertidumbre de los distintos parámetros, lo que permitirá una mejor explotación de los datos.

Con este fin se han efectuado diversas pruebas y calibraciones, de las diversas tarjetas diseñadas, que podemos dividir en dos grandes grupos:

- Pruebas de funcionamiento del sistema digital y sincronismo.
- Calibración del instrumento (componente analógica).

En el Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando se encuentran instaladas actualmente en el mismo emplazamiento (código de estación USGS "SFS"), una estación sísmica VBB con sistema de adquisición Quanterra y sensor STS-2, una estación analógica de la red de corto periodo del ROA y una estación de largo periodo, lo que nos ha permitido comparar los registros obtenidos por el sistema desarrollado con todas ellas, comprobando las mejoras introducidas y la calidad de sus registros.

4.2. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA A/D.

Englobaremos dentro del sistema A/D todo el desarrollo involucrado desde el instante en que la señal analógica, procedente del sistema preamplificador, es digitalizada a intervalos regulares de 8 milisegundos (125 mps) hasta su almacenamiento en un fichero, incluyendo el sistema de datación.

4.2.1. LA TARJETA CONVERSORA A/D.

En primer lugar debemos conocer la relación entre tensión y número de cuentas digitales. De acuerdo con las especificaciones técnicas del convertor CS5322/23 (Crystal, 1995), éste presenta un fondo de escala de ± 10 voltios, dando el resultado de la conversión en 24 bits, lo que significa que la relación buscada sería de 1.192 $\mu\text{V}/\text{cuenta}$.

Sin embargo, tomando los valores dados en la tabla 4 de las mencionadas especificaciones, la conversión es de 1.907 $\mu\text{V}/\text{cuenta}$. Esta diferencia se debe al hecho de que el fondo de escala de la entrada no se corresponde con el máximo número de cuentas que pueden representarse mediante 24 bits. Esto es común en convertidores de este tipo, cuya etapa de salida es un filtro numérico.

Para comprobar la linealidad, el fondo de escala y la razón entre el número de cuentas y tensión, hemos inyectado, mediante un generador de ondas, señales conocidas con diversa amplitud, medidas previamente en un osciloscopio.

Esta prueba se realizó tanto sin utilizar el registro de “*offset*” del CS5322, y utilizándolo, por lo que además permite calcular la componente de continua introducida por el propio conversor.

En la figura 4.1 se muestran los resultados obtenidos para ambos casos y los ajustes de la escala.

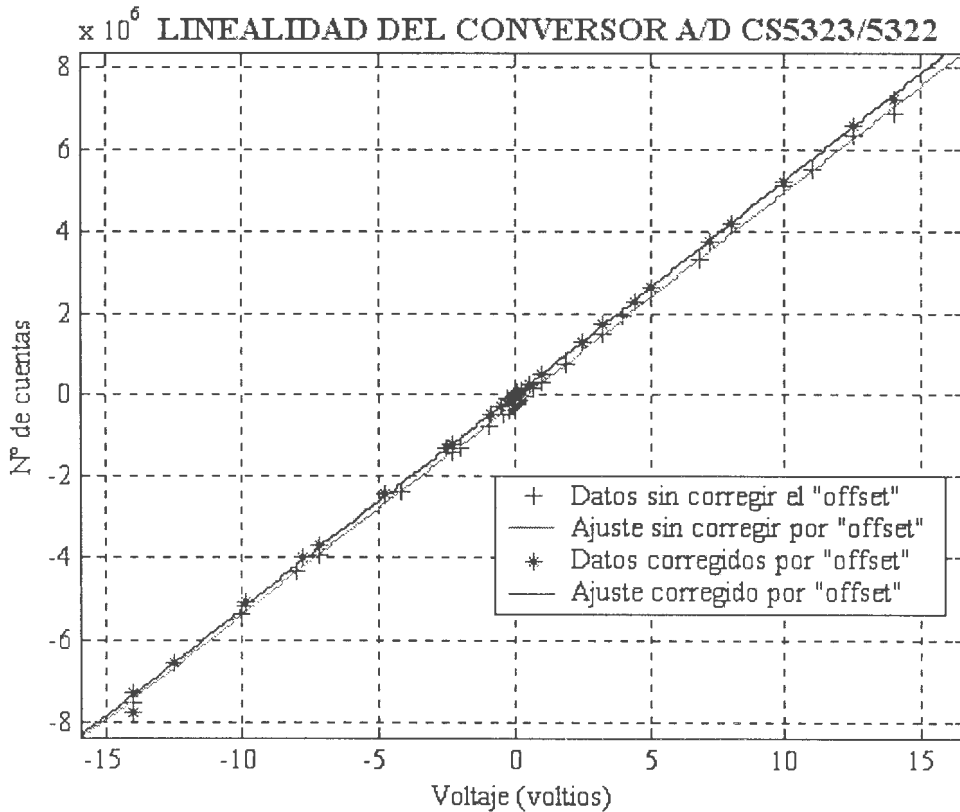


Figura 4. 1.- Ajuste de la conversión Analógico-Digital efectuada utilizando el registro de “*offset*” del CS5322/23 y sin utilizarlo. El eje abcisas se extiende entre los límites en que podemos representar las tensiones de entrada con 24 bits (saturación del conversor).

A partir de los datos obtenidos se ha estimado que el factor de conversión es de 1.906 $\mu\text{V}/\text{cuenta}$, coincidiendo con las especificaciones.

Los valores de “*offset*” estimados, sin embargo, son superiores a los señalados en las especificaciones técnicas: -400 mV (-210239 cuentas digitales) cuando no se utiliza la corrección por “*offset*”, y 2.8 mV (1512 cuentas) en el caso de utilizar la corrección.

La linealidad de la conversión se mantiene dentro del 1.2 % en ambos casos, siendo algo mejor cuando se efectúa la corrección por “*offset*” que se reduce hasta 1.1%.

Debe observarse que la propia incertidumbre de la medición de la tensión analógica (eje de abcisas, que se estima en el orden del 1%), debida a las precisiones de los equipos de medida disponibles, puede ser la causante de este alto valor de

continua. La utilización de equipos más precisos podría resultar en una ligera mejora de la estimación del “offset” y de la linealidad, ya que los valores reseñados son los máximos calculados.

Para poder medir el rango dinámico del convertor, se ha cortocircuitado la entrada analógica, registrándose el ruido generado por la propia electrónica asociada a la entrada de señal del convertor A/D (ver figura 3.7). En la figura 4.2 se muestra los resultados obtenidos, tomando como referencia el fondo de escala de 10 voltios .

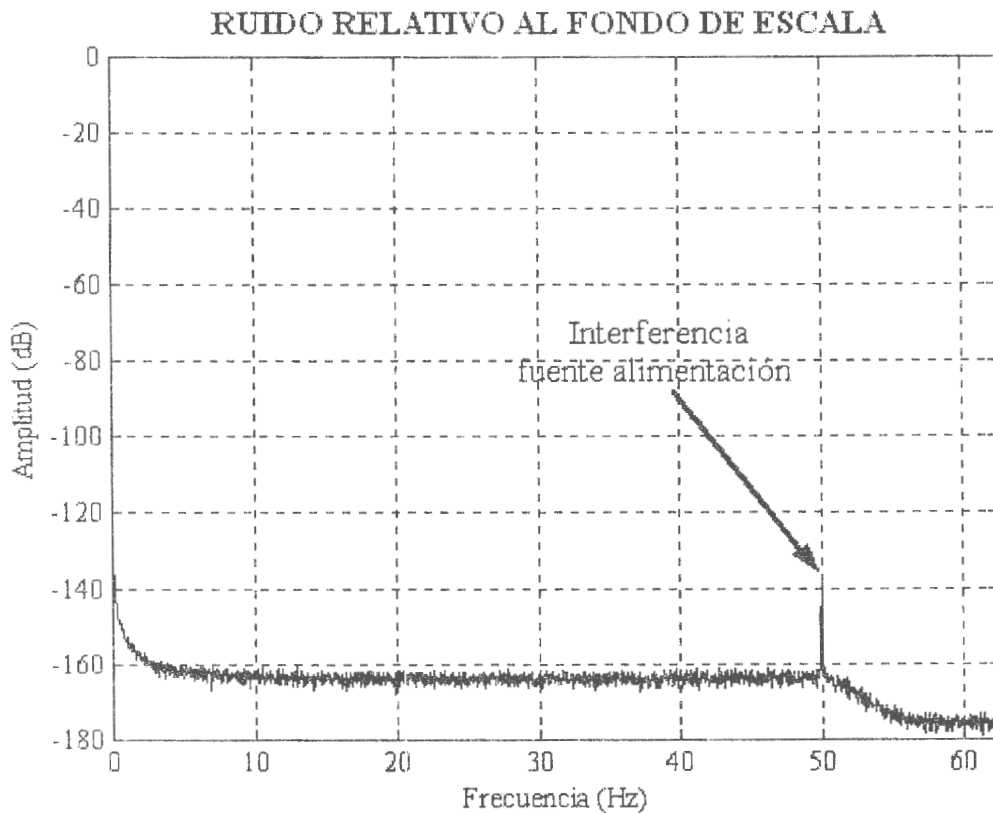


Figura 4. 2.- Espectro de ruido respecto al fondo de escala de 10 V, promediado para ventanas de 4086 puntos (32.688 segundos). En el gráfico se puede observar la interferencia de los 50 Hz. de la red, introducidos por la fuente de alimentación utilizada.

Como se puede observar en la figura, el ruido generado por el propio convertor se mantiene por debajo de 160 decibelios para frecuencias superiores a 1.6 Hz, mientras que en el rango de frecuencias inferiores se detecta un exceso de ruido debido al “offset”. Si eliminamos la componente de continua (simplemente restando la media de los registros), el ruido en esta banda de bajas frecuencias se mantiene inferior a -120dB, permaneciendo por debajo de los -130 decibelios a partir de 0.05 Hz. Esto representa un margen dinámico en la banda de interés (0.1-50 Hz) algo superior al especificado, 129 dB, para la frecuencia de muestreo de 125 mps.

Hay que destacar que en la figura se aprecia un pico de ruido de 50 Hz. debido a que la fuente de alimentación utilizada se conectó a la red eléctrica, produciendo pequeñas interferencias. Aún así, éste es inferior a -130 dB.

4.2.2. PRUEBAS DE LA INTERFACE PARALELO Y PROGRAMAS DE ADQUISICIÓN.

Las siguientes pruebas efectuadas fueron superadas con éxito:

- Carga y apertura del driver “syspp” (ver figura 3.13).
- Prueba de disparo de la IRQ 7 (pin nACK del puerto paralelo), comprobándose la velocidad real de muestreo por medio de la datación de cada una de ellas. Los intervalos entre muestras obtenidos a partir de la datación, muestran errores que llegan a alcanzar varias centenas de microsegundos respecto a su valor teórico de 8 ms. Estos son debidos a que el sistema presenta un retardo variable a la hora de atender la interrupción. Este retardo es función de la carga de trabajo del PC en el instante de llegada de la petición de interrupción (IRQ 7).
- Lectura de datos del puerto EPP. Esta prueba consistió en introducir valores binarios conocidos en las líneas de datos, utilizando el *jumper* J6 y los pines J7 a J8 de la *interface* serie-paralelo (figura 3.10), comprobando su correcta lectura e interpretación del programa de adquisición.
- Digitalización de señales conocidas. Para efectuar esta prueba se inyectaron señales sinusoidales, de amplitud y frecuencia conocida, directamente a la entrada del convertidor, comprobando posteriormente el resultado de la digitalización.

Además de estas pruebas se realizaron medidas de retardo en la transmisión de los datos a través de las placas A/D e interface serie-paralelo (como se mostró en la figura 3.11). Este retardo “*hardware*” debe ser utilizado para corregir el instante de datación. Adicionalmente hay que corregir el instante de datación por los 232 ms de retardo de grupo (Crystal, 1995).

Auxiliados por la Sección de Hora del Real Instituto y Observatorio de la Armada de San Fernando (laboratorio primario de calibración de tiempo y frecuencia de España) se midió el retardo entre la generación del pulso DRDY del CS5322 y el flanco de subida de la IRQ7, resultando ser de $23.760 \mu\text{s} \pm 12 \text{ ns}$.

4.2.3. PRUEBAS DEL SISTEMA DE SINCRONISMO.

El sistema de sincronismo (punto 3.5 del capítulo anterior) utiliza el pps generado por el GPS para mantener el tiempo del sistema dentro de las precisiones necesarias.

En la figura 4.3 se muestran las diferencias entre el pps y la hora leída en el sistema. Se observa que, incluso en los periodos de mayor actividad (incluyendo las interrupciones de la red de área local producidas por los protocolos de red y no por los programas de adquisición), las diferencias se mantienen por debajo del milisegundo.

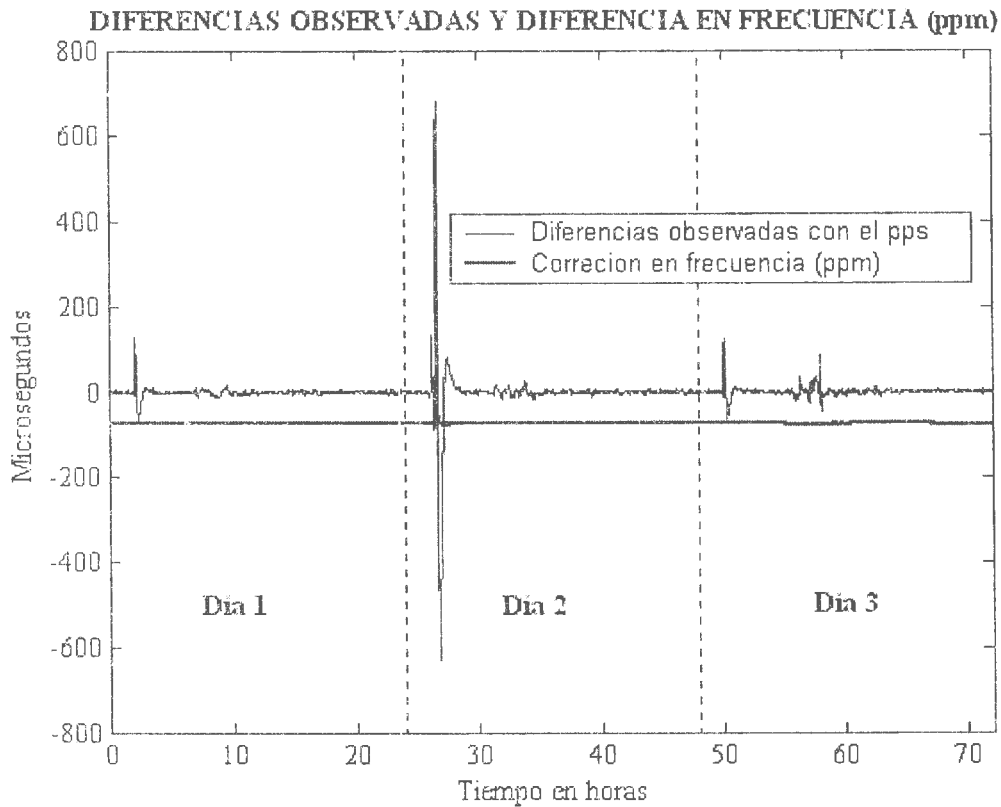


Figura 4. 3.- Diferencias de tiempos observadas entre los “pps” generados por del GPS y los tiempos del sistema. Además se muestra la corrección en frecuencia expresada en partes por millón (numéricamente igual al número de μs , segundo sumando de la ecuación (3.10)).

Las diferencias de tiempo entre la hora del sistema y el pps, muestran picos esporádicos que llegan a alcanzar los **700 microsegundos**, siendo debidas al retardo del sistema operativo en atender la interrupción del pps (IRQ 11) en los periodos de gran actividad.

La corrección en frecuencia, en partes por millón, coincide numéricamente con el valor de los microsegundos del segundo sumando de la ecuación (3.10), y permanece prácticamente inalterada a pesar de las grandes oscilaciones, lo que se debe al filtro de medias utilizado en su cálculo.

Debemos indicar que la curva correspondiente a la corrección en frecuencia no parte del origen, como cabría esperar, debido a que el sistema llevaba varios días funcionando antes de realizar la prueba mostrada. Es decir, la frecuencia “*software*” del sistema ya se encontraba esclavizada de forma estable a la de referencia (pps).

Para estudiar el comportamiento del sistema de sincronismo hemos utilizado las recomendaciones de la UIT (1994) sobre la medida de la estabilidad en frecuencia y en el tiempo, estimando tanto la desviación de Allan modificada, “ $\sigma_x(\tau)$ ”, como el máximo error en un intervalo de tiempo, “MTIE (τ)”, ambas representadas en la figura 4.4.



Figura 4. 4.- Estudio de la estabilidad en tiempo, presentando la desviación de Allan modificada y el error máximo en un intervalo de tiempo (MTIE).

La desviación de Allan modificada nos indica el valor eficaz de las oscilaciones, en torno a la referencia, que podemos esperar se produzcan en un determinado intervalo de tiempo; mientras que el MTIE representa el máximo valor esperado (pico a pico) de estas oscilaciones.

Por tanto, podemos decir que el error eficaz en la datación es mejor que **35 μ s**, y que el error máximo, pico a pico, no superará **1.4 ms**.

Finalmente se simuló el fallo del GPS (suprimiendo la antena) para comprobar la estabilidad en frecuencia. A partir de los datos obtenidos de las diversas pruebas realizadas (simulaciones de fallo durante 5, 10, 15, 20 y 30 minutos), hemos comprobado que el sistema garantiza una precisión mejor que un milisegundo únicamente durante los 15 primeros minutos, contados a partir del instante de fallo del GPS.

4.3. LA CALIBRACION PARAMETRICA.

La calibración paramétrica consiste en la medida de cada una de las constantes, que intervienen en la respuesta del sistema (ecuación 2.12).

Por tanto, debemos medir los siguientes parámetros:

- Impedancia de carga serie (R_L y C). Aunque se han utilizado componentes de pequeña tolerancia (1% para la resistencia y 5% para el condensador) debemos conocer de forma exacta la impedancia vista por el sensor, paralelo de la impedancia de carga con la de entrada del preamplificador.
- La frecuencia propia del sensor Mark L4-C, cuyo valor nominal es de 1 Hz.
- El amortiguamiento en circuito abierto (0.28 nominal).
- La resistencia interna y el coeficiente de autoinducción de la bobina.
- La constante del generador o transductancia.

El único parámetro que interviene en la respuesta y que supondremos conocido es la masa, tomando el valor dado por el fabricante para el sensor utilizado (Mark L4C de 5500Ω , masa de 978.0 gramos y $G_{cal} = 43.0$ dinas/amperio).

4.3.1. MEDIDA DE LA IMPEDANCIA DE CARGA RC-SERIE.

Para la medida de la impedancia RC-serie se han utilizado dos canales de la tarjeta A/D DT-322, de 16 bits de resolución, programada para una velocidad de muestreo de 100 mps. El esquema del circuito empleado se muestra en la figura 4.5.

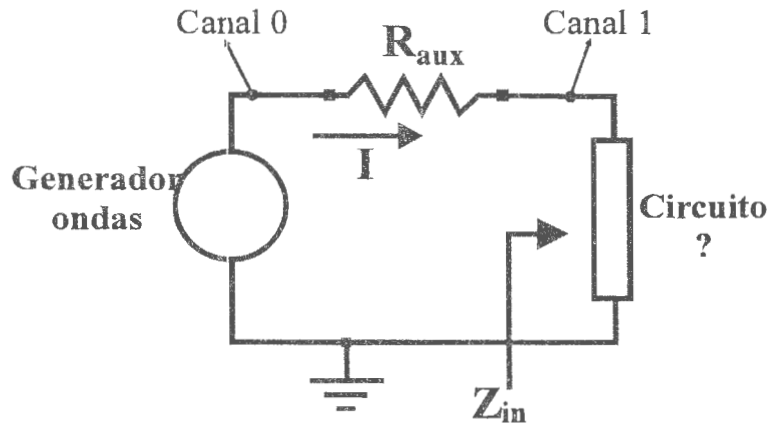


Figura 4. 5.- Esquema del circuito utilizado para la medida de impedancias de entrada de un circuito.

Mediante un generador de ondas se inyectan señales sinusoidales de amplitud conocida al circuito preamplificador (impedancia de carga incluida), a través de una resistencia auxiliar de $1.005\text{ K}\Omega$. Se registran digitalmente tanto la tensión en bornas del generador, " V_g " (canal 0), como en los terminales de la impedancia que se desea medir, " V_s " (canal 1), tal y como se indica en la figura.

La impedancia de entrada viene determinada por la siguiente ecuación:

$$Z_{in} = \frac{V_s}{V_g - V_s} R_{aux} \quad (4.1)$$

Las ondas registradas, en ambos canales, se ajustan tanto en frecuencia, como en amplitud y fase (procedimiento explicado en el capítulo 6, punto 6.2.5), de forma que aplicando la ecuación (4.1) obtendremos medidas de la impedancia compleja.

Pero esta expresión debe ser corregida por dos problemas presentes en la propia medida. En primer lugar el “canal 1” presenta un retardo constante respecto al “canal 0”, lo que implica un incremento lineal de la fase medida. Este problema ha sido tratado entre otros por Stich et al. (2001) al efectuar la localización relativa de “multiplétes” en la serie de Almería de 1993-1994.

Por otro lado la impedancia calculada debe ser corregida por la que presenta el propio “canal 1”, en paralelo con la que presenta el circuito.

- Retardo del “canal 1”.

La medida del desfase se efectuó por un procedimiento similar al esquema descrito en la figura 4.5, pero conectando ambos canales directamente al generador.

Tras ajustar la frecuencia, la amplitud y la fase de las ondas registradas, obtenemos el desfase entre ambos canales, es decir, el retardo del “canal 1” respecto del “canal 0” de la tarjeta utilizada. En la figura 4.6 se muestran los resultados obtenidos y el ajuste.

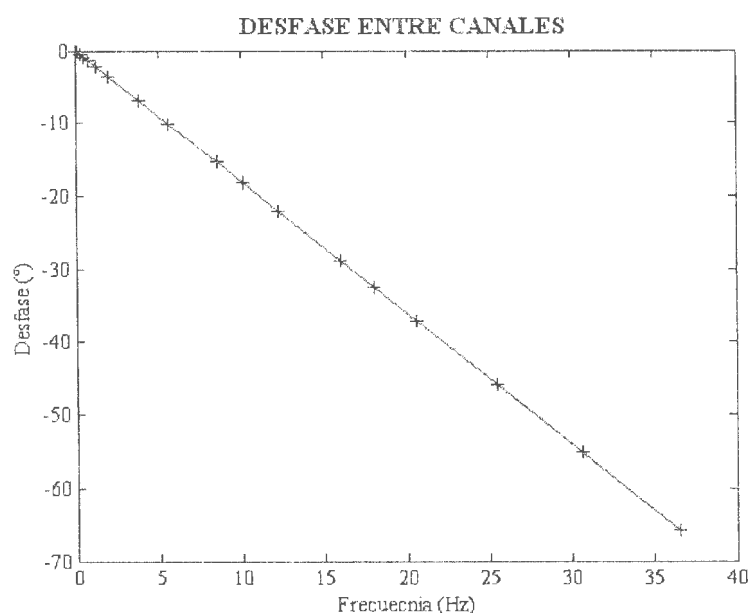


Figura 4. 6.- Retardo entre los canales de la tarjeta de adquisición DT 322. El retardo entre el “canal 1” conectado a la entrada del circuito cuya impedancia se quiere medir, respecto al “canal 0” conectado a la fuente de alimentación es de 5 ms.

Del ajuste de los datos obtenidos resulta un retardo de $5\text{ms} \pm 0.1 \mu\text{s}$ que debe ser corregido antes de efectuar los cálculos de impedancia.

- Impedancia del “canal 1”.

La impedancia del canal se midió utilizando el esquema de la figura 4.5 y utilizando como resistencias de carga de $10\text{K}\Omega$ y $1\text{M}\Omega$. En ambos casos se observó que la impedancia del canal es muy alta y puede ser despreciada, no introduciendo

variaciones de fase apreciables, a muy altas frecuencias, mayores a 30 Hz, la fase es de 0.25 grados, por lo que puede despreciarse.

- Cálculo de la impedancia RC-serie con preamplificador.

Siguiendo, nuevamente, el mismo procedimiento descrito hemos conectado la impedancia de carga (RC serie) en paralelo con el circuito preamplificador.

Como ya hemos discutido en el punto 2.8.1, el efecto de la impedancia de entrada del circuito preamplificador sobre la impedancia de carga del sensor (RC serie) es prácticamente nulo.

A partir del ajuste de los datos, figura 4.7, hemos obteniendo para la resistencia de carga un valor de $9.56 \pm 0.01 \text{ K}\Omega$, y para el condensador de $20.4 \pm 0.1 \mu\text{F}$, concordando con las tolerancias de cada elemento.

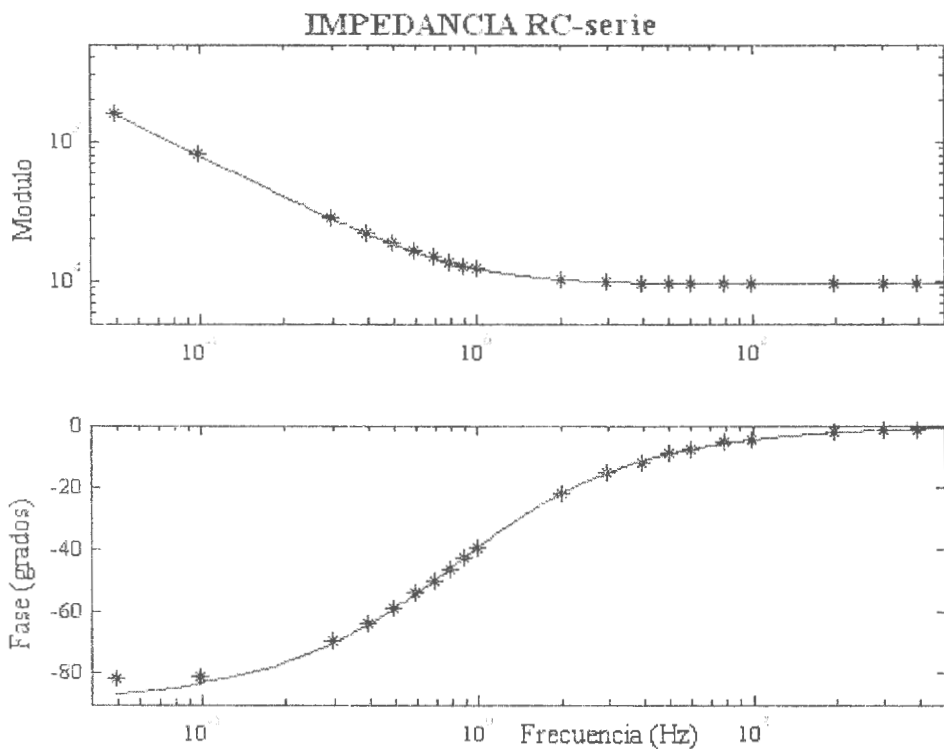


Figura 4. 7.- Impedancia de entrada del circuito preamplificador e impedancia de carga RC serie, es decir, la impedancia total vista por el sensor.

4.3.2. MEDIDA DE LA FRECUENCIA PROPIA.

La mediada de la frecuencia propia, o del periodo libre, por medio de señales sinusoidales aplicadas por la bobina auxiliar, conduce a error debido al efecto de acoplamiento magnético entre las bobinas principal y auxiliar (Alguacil, 1986).

Alguacil (1986) determina la impedancia equivalente del sismómetro, cargado con una resistencia de carga “R_c”, vista desde sus terminales de salida:

$$Z_o = R_c \frac{s^3 + (\frac{R_i}{L} + 2\xi_o \omega_o)s^2 + (\frac{G^2}{ML} + 2\xi_o \omega_o \frac{R_i}{L} + \omega_o^2)s + \frac{R_i}{L} \omega_o^2}{s^3 + (\frac{R_i}{L} + 2\xi_o \omega_o)s^2 + (\frac{G^2}{ML} + 2\xi_o \omega_o \frac{R_i}{L} + \omega_o^2)s + \frac{R_i}{L} \omega_o^2} \quad (4.2)$$

donde “R_i” es la resistencia interna, “L” la autoinducción, “R_i” es la suma de la resistencia de carga y la interna, “G” la constante de transducción, “ξ_o” el amortiguamiento a circuito abierto, y “ω_o” la frecuencia angular propia del sensor.

En el caso de que podamos desprestigiar la autoinductancia frente a la resistencia total, la ecuación anterior se simplifica (Alguacil, 1986):

$$Z_o \approx \frac{R_c R_i}{R_i} \frac{s^2 + (\frac{G^2}{MR_i} + 2\xi_o \omega_o)s + \omega_o^2}{s^2 + (\frac{G^2}{MR_i} + 2\xi_o \omega_o)s + \omega_o^2} \quad (4.3)$$

La impedancia dada por la ecuación (4.3) se vuelve real (fase nula) a la frecuencia propia, por ello, eligiendo una resistencia de carga alta podemos determinar el periodo libre por inyección de señales sinusoidales por la bobina principal y observar cuando la entrada y la salida están en fase.

Este procedimiento ha sido utilizado, entre otros, por White (1970) y Donato (1971) utilizando el puente de Maxwell y un osciloscopio.

Mitronovas y Wielandt (1975) utilizan la observación de la curva de Lissajous producida en un osciloscopio para la medida de la fase.

Alguacil (1986) indica que la precisión obtenida para la frecuencia propia por utilización de este método puede ser algo mejor que el 1%. Debe observarse que parte del error se debe al hecho de utilizar la ecuación (4.3) aproximada, en lugar de la original (4.2) donde la impedancia no es puramente real a la frecuencia propia.

Utilizando el mismo procedimiento que el explicado en el punto anterior para la medida de la impedancia de carga, hemos obtenido la impedancia de salida del sensor Mark L4-C con una resistencia de carga de 1.016 MΩ.

Aunque igualmente engorroso que los métodos indicados, nuestro procedimiento presenta la ventaja de no utilizar ni un puente de Maxwell, que debe ser balanceado previamente, ni osciloscopio, facilitando enormemente los ajustes.

Por otro lado, la frecuencia de las señales sinusoidales inyectadas es medida con gran exactitud mediante el ajuste que explicaremos en el capítulo 6, mejorando la precisión dada por el propio generador de ondas.

En la figura 4.8 se muestran los resultados obtenidos, así como el ajuste de las ecuaciones (4.2) y (4.3).

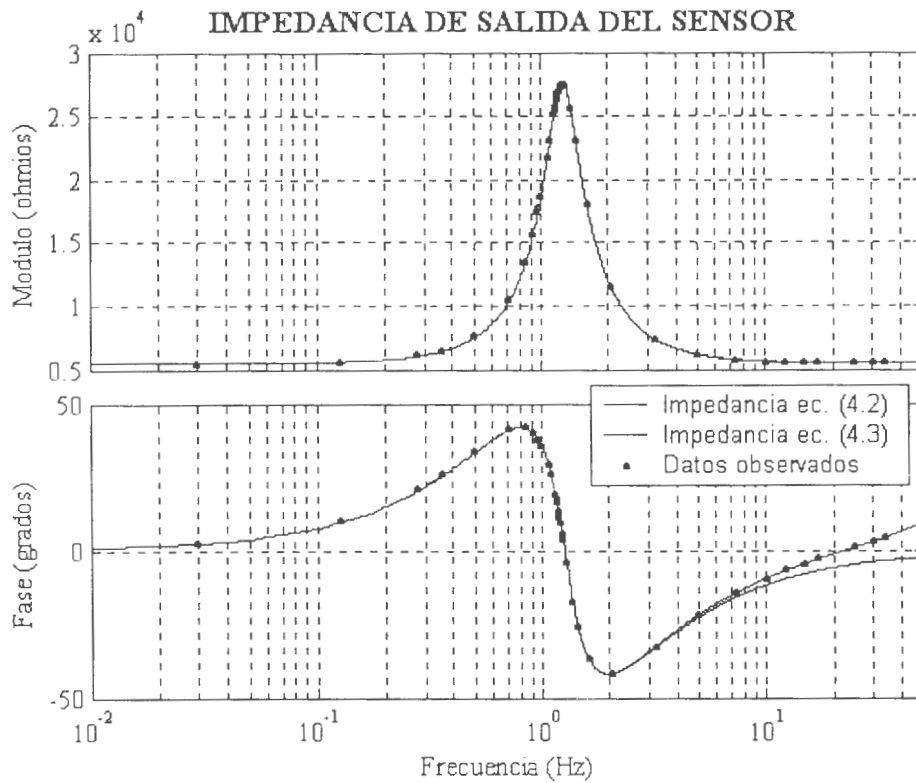


Figura 4. 8.- Impedancia del conjunto sensor y resistencia de carga ($1.016 \text{ M}\Omega$) vista desde sus terminales de salida. En la figura se muestran, además, los ajustes obtenidos para de las ecuaciones (4.2) y (4.3).

Gráficamente, la fase nula corresponde a una frecuencia de 1.2573 Hz, mientras que el valor obtenido por ajuste de la ecuación (4.2) es de 1.2570 Hz. Debe observarse que al haber utilizado una resistencia de carga alta, la aproximación dada por la ecuación (4.2) es válida hasta unos 5 Hz. A partir de esta frecuencia el error en fase comienza a ser apreciable.

Por ajuste de la ecuación (4.2) a los datos medidos, hemos obtenido todos los parámetros del sensor y que se relacionan en la tabla 4.I:

<i>Parámetro</i>		<i>Valor</i>	<i>Error</i>	<i>Error Rel.</i>
Cte. Transducción	G (Volt./m/s)	266	± 1	0.5%
Resistencia interna	R_i (Ω)	5458	± 8	0.1%
Autoinductancia	L (henrios)	3.5	± 0.1	3.4%
Amort. Circ. abierto	ξ_0	0.203	± 0.003	1.4%
Frec. Propia	f_0 (Hz)	1.257	± 0.005	0.4%

Tabla 4. I.- Valores de los parámetros del sensor Mark L4-C, obtenidos por ajuste de la ecuación (4.2) a partir de los datos medidos de impedancia (figura 4.8).

El error en la estimación de la autoinductancia es elevado debido a que su efecto sólo se manifiesta apreciablemente a muy altas frecuencias, y difiere ampliamente de su valor nominal de 6.05 henrios.

4.3.3. MEDIDA DEL AMORTIGUAMIENTO.

Mitronovas y Wielandt (1975), Alguacil (1986) y Rodgers et al. (1995), entre otros, utilizan la inyección de pulsos de corriente por la bobina principal para la medida de la frecuencia propia y el amortiguamiento.

Alguacil (1986) señala que la respuesta al escalón para un sistema con pequeño amortiguamiento (resistencia de carga elevada), no difiere si se toma en cuenta la autoinducción o no. Además, para sistemas con poco amortiguamiento se producirán oscilaciones apreciables que permiten medir con mayor exactitud la frecuencia propia.

La respuesta a un escalón podemos obtenerla a partir de la función de transferencia dada por la ecuación (2.6), obteniendo:

$$u(t) = \frac{G_e a}{\omega_o \sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_o t} \sin(\omega_o \sqrt{1-\xi^2} t) \quad (4.4)$$

donde “ G_e ” es la transductancia efectiva, “ a ” la aceleración equivalente producida por el escalón, y “ ξ ” el amortiguamiento efectivo.

Si llamamos “ Δt ” a la diferencia de tiempo entre los instantes en que la respuesta cruza por cero en el mismo sentido, y siendo “ D ” el decremento logarítmico entre dos máximos consecutivos, obtenemos:

$$\begin{aligned} \xi^2 &= \frac{D^2}{(2\pi)^2 + D^2} \\ \omega_o^2 &= \frac{(2\pi)^2 + D^2}{(\Delta t)^2} \end{aligned} \quad (4.5)$$

En caso de que el amortiguamiento sea 0.7 o mayor, es difícil medir el decremento logarítmico entre dos máximos, y se puede realizar entre un máximo y un mínimo sin más que sustituir en la ecuación (4.5) el término “ 2π ” por “ π ” (Alguacil, 1986).

Siguiendo este procedimiento, y utilizando el esquema indicado por Rodgers et al (1995), hemos registrado la respuesta en el caso de una resistencia de carga de 68.04K Ω (figura 4.9).

La estimación del amortiguamiento y de la frecuencia propia a partir de las ecuaciones (4.5) presentan el inconveniente de que la presencia de ruido dificulta las medidas, tanto de los cruces por cero como del decremento logarítmico. Por ello, se ha realizado un ajuste de la ecuación (4.4) por mínimos cuadrados, una vez linealizada.

Debemos considerar que incluso en ausencia de ruido, la resolución temporal se encuentra limitada por el periodo entre muestras (“ T_s ”), aunque podemos mejorarla por interpolación de los datos en las proximidades de los cruces por cero.

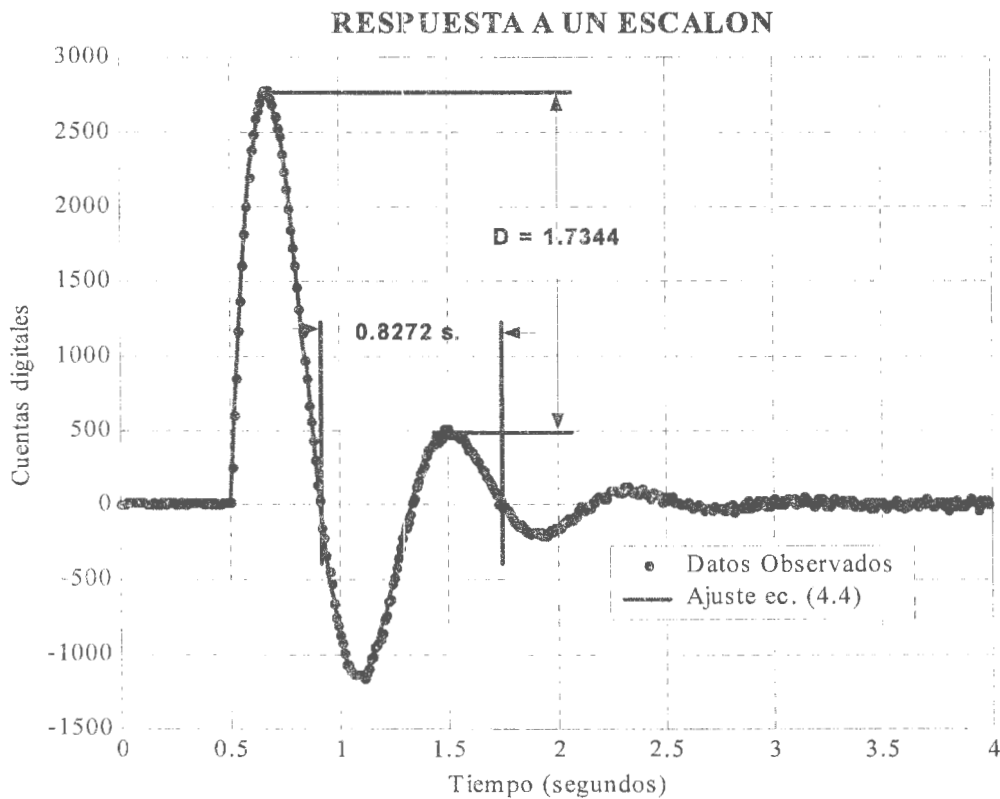


Figura 4. 9.- Respuesta al escalón del sensor Mark L4-C con una resistencia de carga de 68.04 K Ω . Mostrándose el ajuste de la ecuación (4.4) y la medida del decremento logarítmico y el intervalo entre dos cruces por cero de igual sentido consecutivos .

Debido a que el instante en que se produce el escalón presenta la misma incertidumbre temporal (“ T_s ”), hemos modificado la ecuación (4.4) introduciendo este parámetro como una de las incógnitas a determinar.

Partiendo de los valores nominales, hemos iterado el ajuste por mínimos cuadrados de la ecuación (4.4) linealizada, hasta alcanzar el mínimo error cuadrático medio. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.II.

	f_o	ξ_{ef}	t_o
Ec. (4.5)	1.2541	0.2661	0.5000
Ec. (4.4)	1.2540 \pm 0.0001	0.2661 \pm 0.0001	0.4983 \pm 0.0001

Tabla 4. II.- Valores obtenidos para el amortiguamiento efectivo y la frecuencia propia, por ajuste de la ecuación (4.4) y por medida del intervalo entre cruces por cero y del decremento logarítmico. El parámetro “ t_o ” indica el instante en que se produce el escalón, y como era de esperar, difiere del valor teórico en menos de un intervalo entre muestras, “ T_s ”.

Debemos observar que el error, en la medida del intervalo entre los cruces por cero, de un intervalo de muestreo (0.01 segundo) se traduce en un error del orden de 0.05 Hz en la estimación de la frecuencia propia. Adicionalmente hay que añadir el error debido a la estimación del decremento logarítmico, por ello este procedimiento por medida directa no es aconsejable, obteniéndose mejores resultados mediante el ajuste de la respuesta.

4.3.4. MEDIDA DE LA TRANSDUCTANCIA.

Aunque teóricamente podemos calcular el valor de la constante de transducción y del amortiguamiento a circuito abierto a partir de los resultados obtenidos (Rodgers et al., 1995), es preferible utilizar el método propuesto por Mitronovas y Wielandt (1975) para obtener una mejor precisión:

$$K = \xi_e (R_c + R_i) = (\xi_{ef} - \xi_o) (R_c + R_i) \quad (4.6)$$

donde “ ξ_e ” es el amortiguamiento eléctrico, “ ξ_{ef} ” el amortiguamiento efectivo, y “ K ” una constante proporcional al cuadrado de la transductancia.

Alguacil (1986) utiliza un procedimiento similar, efectuando una regresión lineal de la ecuación del amortiguamiento efectivo sobre los valores obtenidos para diversas resistencias de carga:

$$\xi_{ef} = \xi_o + \frac{G^2}{2\omega_o M (R_c + R_i)} \quad (4.7)$$

En la figura 4.10 se muestran los resultados del ajuste de esta ecuación.

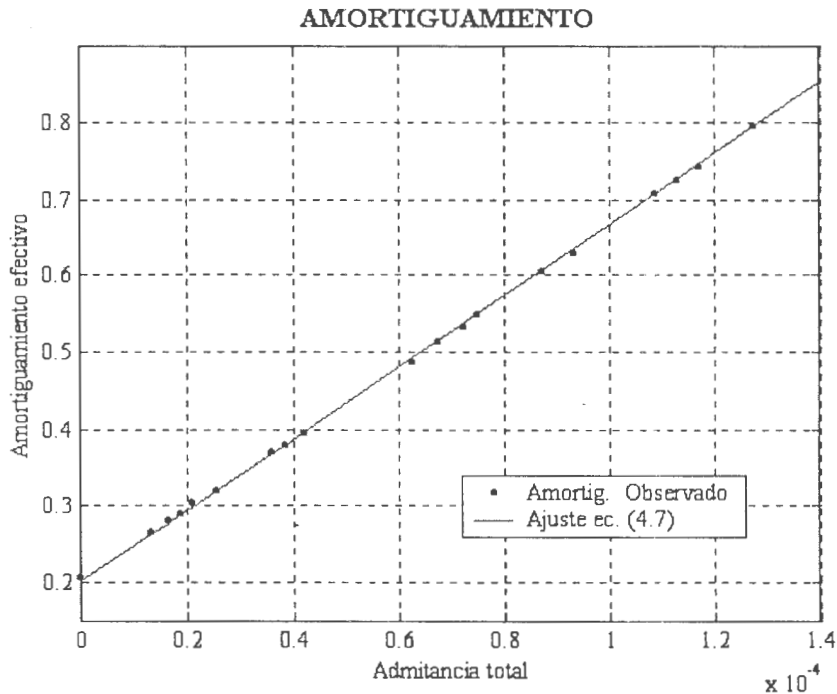


Figura 4. 10.- Medida de la constante de transducción y del amortiguamiento mecánico (a circuito abierto) por ajuste de la ecuación (4.7).

El amortiguamiento a circuito abierto, obtenido por este método, es de 0.200 ± 0.002 (0.9%), algo más impreciso que el obtenido en el punto 4.3.2, mientras que la constante de transducción es de 267.6 ± 0.7 V/m/s (0.26%).

4.3.5. MEDIDA DE LA AMPLIFICACION.

Una vez determinadas todas las constantes del sensor, sólo nos resta medir con precisión la amplificación del sistema preamplificador para poder determinar la respuesta total del sistema (ecuación (2.21) o su versión simplificada (2.22)).

Para ello hemos estimado su respuesta por comparación de las señales sinusoidales de entrada y salida del circuito preamplificador y filtro *antialiasing*. Los resultados se indican en la tabla 4.III.

Ganancia seleccionable			Frec. Corte (Hz)	Amortiguamiento
9.706	31.323	101.111	800.04±0.03	1.2±0.4

Tabla 4. III.- Parámetros de respuesta del circuito preamplificador, incluyendo el filtro *antialiasing* (ecuaciones (2.15) y (2.20)).

Para los valores de ganancia sólo se han representado las cifras significativas, siendo el error inferior a 0.001 en todos los casos. Como puede apreciarse, el amortiguamiento presenta un gran error, debido a que las medidas se han efectuado a frecuencias mucho más bajas a la de corte del filtro.

4.3.6. RESPUESTA DEL SENSOR CON IMPEDANCIA DE CARGA.

A partir de los parámetros estimados en los puntos anteriores podemos generar la respuesta del sensor cuando se conecta a su salida la impedancia de carga (RC serie), utilizando la ecuación (2.12).

En la figura 4.11 se muestran las respuestas a partir de los datos obtenidos por ajuste de la frecuencia propia (punto 4.3.2), y la correspondiente si utilizamos los resultados de la medida del amortiguamiento (punto 4.3.3) y de la transductancia (punto 4.3.4).

La diferencia máxima obtenida entre ambas es de 0.13 dB en amplitud, y de 0.62 grados en fase. Por tanto, la elección del método de calibración no es crítica.

Aunque efectuar ambos procedimientos aumenta el número de pruebas en el laboratorio, si elegimos los parámetros con menor error obtendremos una respuesta más exacta (ver figura 4.11), aunque las diferencias entre todas ellas son muy pequeñas.

Se observa la existencia de una pequeña resonancia en 1.418 Hz. (calculada a partir del análisis de los polos y ceros obtenidos) no prevista en el diseño original (punto 2.5.5), y que la frecuencia de corte es de 0.868 Hz., algo superior a la de diseño de 0.64 Hz. Este hecho se debe en gran medida a la alta frecuencia propia del sensor, mucho mayor (25%) que la nominal de 1 Hz.

Para este sensor, la impedancia de carga (RC serie) produce un aumento del ancho de banda en algo más del 30%.

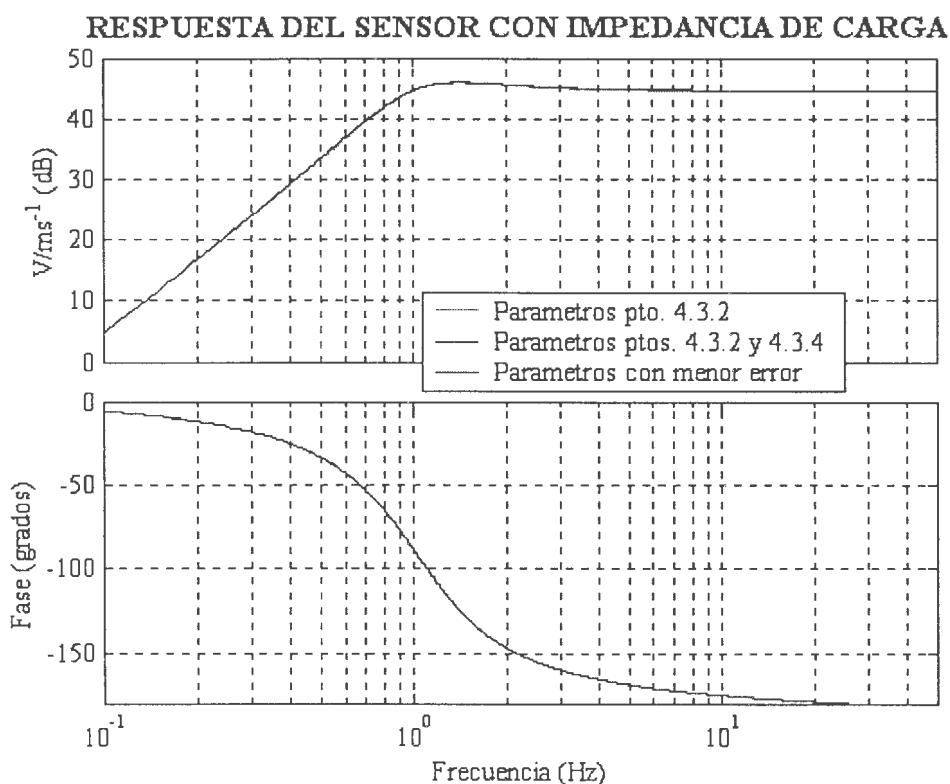


Figura 4. 11.- Respuesta del sensor de prueba con impedancia de carga RC serie utilizando diversos valores de los parámetros.

La ecuación utilizada (2.12) en la estimación de la respuesta puede ser aproximada por sus polos dominantes. En la tabla 4.IV se muestran la ganancia y los polos y ceros obtenido para el caso de utilizar los parámetros con menor error.

<i>GANANCIA (V/ms⁻¹)</i>	<i>CEROS</i>	<i>POLOS</i>
-170.67 (± 0.01)	0 (doble)	-4.95 (± 0.06)
(-7.3093 e5)*	-5.1 (± 0.1)	-3.177 (± 0.003) ± 5.56 (± 0.08) j
		-4282.7 (± 0.1)*

Tabla 4. IV.- Ganancia, polos y ceros de la respuesta del sensor con impedancia de carga. El polo indicado con asterisco puede despreciarse por estar mucho más alejado del eje imaginario que los polos dominantes (en caso de que no se desprecie para el cálculo de la respuesta, se debe utilizar la ganancia indicada entre paréntesis y con un asterisco).

4.4. LA BOBINA DE CALIBRACION.

La determinación de la respuesta por inyección de señales armónicas a través de la bobina de calibración, ha sido utilizado, entre otros, por Giner et al. (1992) para la calibración de la red de microsismicidad de Alicante.

Kim y Ekström (1996) estiman la respuesta por inversión del transitorio producido por la inyección de pulsos por esta bobina auxiliar.

Alguacil (1986) señala que el acoplamiento entre las bobinas principal y auxiliar induce a errores en la respuesta del sistema.

Steck y Prothero (1989) proponen su utilización en la calibración por medio de inyección de señales binarias aleatorias, pero corrigiendo la respuesta por el mencionado acoplamiento.

Nosotros hemos seguido el procedimiento indicado por Giner et al. (1992), pero corrigiendo la respuesta obtenida por las medidas del efecto de acoplamiento realizadas previamente.

Los resultados, mostrados en la figura 4.12, indican un decaimiento de la respuesta a partir de unos 12 Hz, no siendo corregido totalmente por las medidas del acoplamiento entre bobinas, en parte debido a que han sido realizadas con el sensor invertido (masa bloqueada fuera de su posición de reposo).

Por otro lado, el uso de la bobina de calibración presenta el inconveniente de que debemos suponer conocida la constante de transducción de esta bobina, lo que puede llevar a resultados poco exactos.

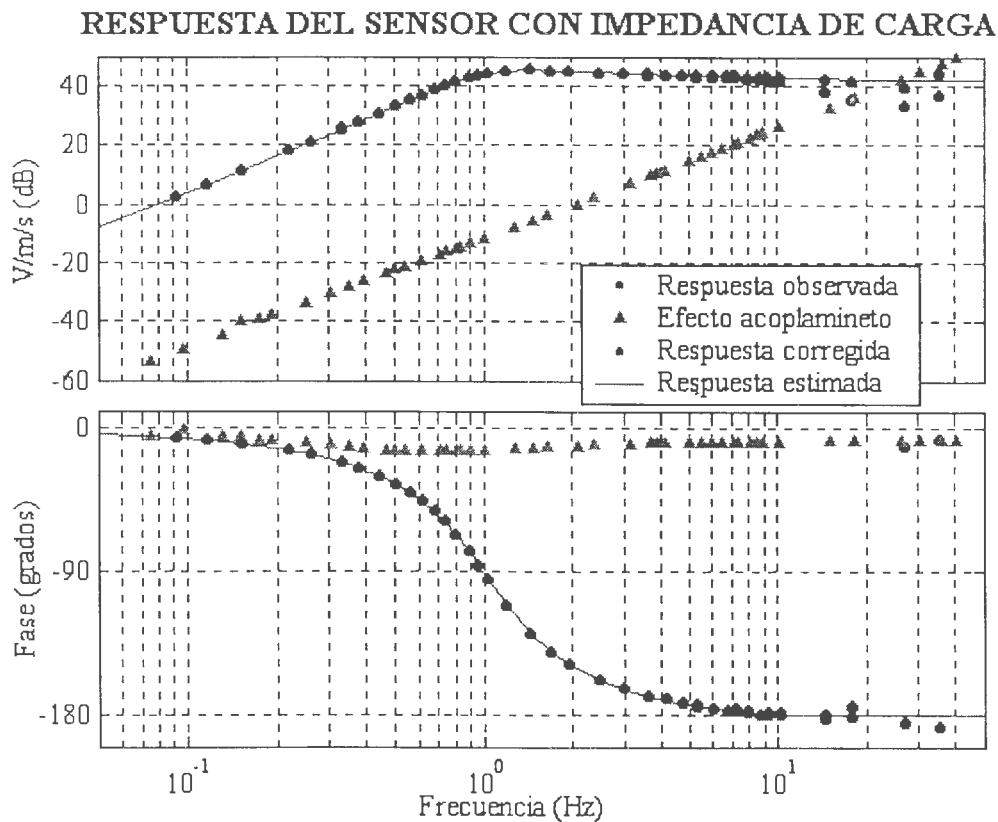


Figura 4. 12.- Respuesta observada del sensor con impedancia RC serie de carga, utilizando la bobina auxiliar. Se muestran los valores medidos para el acoplamiento entre bobinas, la respuesta observada y la corregida, y la respuesta estimada por ajuste de la ecuación (2.13).

<i>GANANCIA (V/ms¹)</i>	<i>CEROS</i>	<i>POLOS</i>
-132 (± 2)	0 (doble)	-27 (± 2)
	-34.3 (± 0.2)	-3.2 (± 0.2) ± 5.5 (± 0.1) j

Tabla 4. V .- Ganancia, polos y ceros obtenidos por ajuste de la ecuación (2.13) a los datos corregidos por el acoplamiento entre la bobina auxiliar y principal.

La frecuencia de corte para este sensor, incluyendo la impedancia de carga, es de 0.868 Hz., algo mayor a la esperada (0.648 Hz) tomando los valores nominales. Esto se debe a la que la frecuencia propia del sensor es, como hemos visto, del orden del 25% superior a la nominal de 1 Hz.

Así mismo, se observa una ligera resonancia en 1.426 Hz. (calculada a partir del análisis de polos y ceros) con una ganancia de unos 3 dB mayor que la correspondiente para altas frecuencias.

4.5. LA CALIBRACION EMPIRICA.

La calibración empírica no presupone ningún modelo para la respuesta del instrumento, sino que únicamente presupone que el sistema es causal, lineal e invariante en el tiempo, o al menos, invariante en el tiempo que dura la calibración.

Para los sistemas lineales e invariantes en el tiempo, la función de transferencia viene determinada por la relación de la transformada de Laplace de la salida (función respuesta) a la correspondiente de la entrada (función excitadora), bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero (Ogata, 1980).

El principal problema al que nos enfrentamos para efectuar la calibración empírica es, por tanto, el conocimiento preciso de la señal de entrada (velocidad del suelo).

Pavlis y Vernon (1994) desarrollan una técnica de calibración por comparación de los datos de ruido sísmico registrados por dos sensores suficientemente próximos, siendo conocida la respuesta de uno de ellos, y que describimos a continuación.

El espectro de un sismograma, “ $s_i(t)$ ”, registrado por el instrumento “ i ”, se relaciona con el la velocidad del suelo, “ $e(t)$ ” mediante la siguiente ecuación:

$$S_i(\omega) = T_i(\omega) \cdot A_i(\omega) \cdot E(\omega) \quad (4.8)$$

donde “ T_i ” es la respuesta en velocidad del sismómetro “ i ”, “ A_i ” es la correspondiente del sistema A/D, y “ E ” es el movimiento (velocidad) real del suelo.

Si dos sensores se sitúan muy próximos, para poder suponer que el movimiento del suelo es el mismo para ambos, la función de transferencia entre ambos instrumentos es:

$$Z(\omega) = \frac{T_1(\omega)}{T_2(\omega)} = \frac{S_1(\omega) \cdot A_2(\omega)}{S_2(\omega) \cdot A_1(\omega)} \quad (4.9)$$

Si del instrumento “2” conocemos la respuesta, podremos obtener la del otro por:

$$T_1(\omega) = Z(\omega) \cdot T_2(\omega) \quad (4.10)$$

que es independiente de la señal “E” que se utilice.

Pavlis y Vernon (1994) obtienen buenos resultados tomando como señal el ruido sísmico, y señalan los principales problemas para la estimación de la respuesta del instrumento que se desea calibrar.

El primer problema que nos podemos encontrar es la componente DC debida al efecto de los amplificadores y al convertidor A/D. La forma más sencilla de eliminarla es simplemente restando la media del registro, pero debe tenerse presente que la longitud de cada ventana debe ser mucho mayor que el periodo más grande que podamos registrar (en el caso de sensores de banda ancha STS2 es de 100 segundos).

El segundo problema se refiere a la estimación de los espectros de la señal. El factor más crítico es la ventana elegida para su estimación. Pavlis y Vernon (1994) utilizan una ventana “ 4π ” con forma de campana. La elección de este tipo de ventana se debe a que proporciona una caída aproximada de 100 dB fuera de su ancho de banda.

Finalmente, el tercer gran problema se refiere a la estimación de la respuesta entre ambos instrumentos (ecuación (4.9)). En primera aproximación, podríamos estimarla efectuando la media de los espectros obtenidos para cada una de las ventanas. Sin embargo, es preferible efectuar una media ponderada para reducir los efectos de espúreos en los datos:

$$\hat{Z}(\omega) = \frac{\sum_{j=1}^M w_j \cdot Z_j(\omega)}{\sum_{j=1}^M w_j} \quad (4.11)$$

donde los coeficientes “ w_j ” son los pesos asignados a la estimación “ j ”.

Pavlis y Vernon (1994) utilizan el siguiente estimador robusto de forma iterativa (hasta tres veces consecutivas):

- Inicialmente estiman la respuesta entre ambos instrumentos como la mediana de las partes reales e imaginarias.
- En la estimación de los coeficientes sólo se considera el módulo de los residuos, $r_j(\omega) = \|Z_j(\omega) - \hat{Z}(\omega)\|$.
- Consideran como escala de error del proceso la distancia intercuantil dada por: $S_{IQ} = r_{3/4} - r_{1/4}$. Es decir, entre el 75 y el 25% de la distribución de los residuos.
- Finalmente estiman los pesos de la ecuación (4.11) mediante la siguiente fórmula:

$$w_j = \exp(-e^{\alpha(|x_j|-\alpha)})$$

$$x_j = r_j/d; \quad d = S_{IQ}/\sigma_{IQ}; \quad \sigma_{IQ} = \sqrt{2Ln4} - \sqrt{2Ln(1/3)} \quad (4.12)$$

siendo “ α ” el $N^{\text{ésimos}}$ cuantil de la distribución de Rayleigh, $\sqrt{2Ln(2N)}$.

Siguiendo esta técnica, hemos situado el sensor de corto periodo a calibrar junto al “Streckeisen STS-2” (a unos 75 cm.) de la estación de Banda Ancha “SFS”, cuya respuesta se conoce con precisión. Si tenemos presente además que la respuesta de los instrumentos de banda ancha presentan una respuesta plana en un mayor ancho de banda que los de corto periodo, podemos estimar el movimiento del suelo por inversión de su registro, y por tanto, conocer la entrada (función excitadora) para el sistema de corto periodo.

El cuadrado de la magnitud de la coherencia (MathWorks, 2000) entre dos señales viene dada por:

$$C_{12} = \frac{|S_{12}(\omega)|^2}{S_{11}(\omega) \cdot S_{22}(\omega)} \quad (4.13)$$

donde “ S_{12} ” es la densidad espectral cruzada, y “ C_{12} ” es un número (entre 0 y 1) que proporciona una medida de la correlación entre las dos señales a la frecuencia angular “ ω ”.

Esta definición difiere de la utilizada por Pavlis y Vernon (1994) para estimar la bondad del procedimiento:

$$\hat{\gamma}^2 = \frac{S_{xx} - S_{rr}}{S_{xx}} \quad (4.14)$$

donde “ S_{xx} ” y “ S_{rr} ” son las potencias de la salida y de los residuos respectivamente.

Como hemos mencionado, la misión de los pesos de la ecuación (4.11) es la de reducir el efecto de espúreos en los datos. Si alguno de los registros contiene algún espúreo, éste afectará a la estimación de su espectro y por tanto a la correspondiente respuesta entre ambos instrumentos. Pero en este caso, la coherencia, definida por la ecuación (4.13), entre ambos disminuirá.

Pazos y Alguacil (2000) aplicaron la coherencia dada por la ecuación (4.13) como función de peso para calibrar las estaciones de corto periodo de la red ROA, obteniendo respuestas con el mismo orden de precisión que utilizando los pesos descritos en Pavlis y Vernon (1994).

Los resultados obtenidos por ambos métodos, utilizando los datos de ruido registrados durante más de 2 horas, se muestran en la figura 4.13. El ajuste de la respuesta se realizó siguiendo el método de Pazos y Alguacil (2000) sobre los datos con una coherencia mayor del 90%.

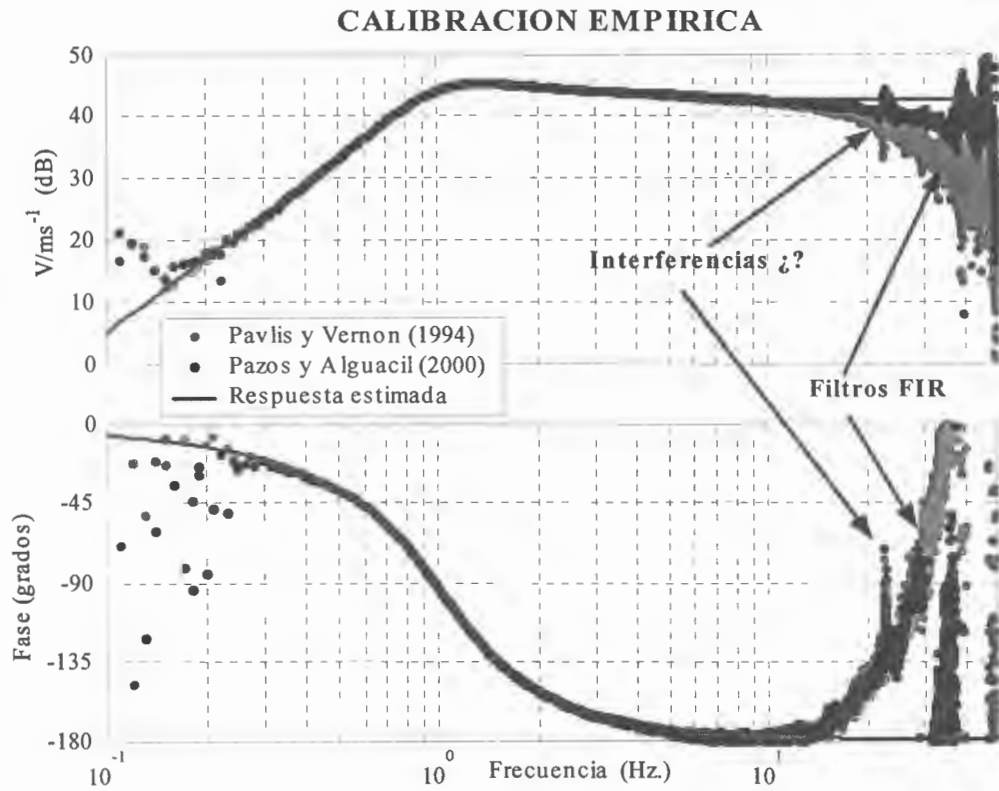


Figura 4. 14.- Respuesta observada por comparación de los registros de ruido sísmico entre la estación de Banda Ancha “SFS” y el sistema desarrollado, siguiendo el método descrito por Pavlis y Vernon (1994) y el propuesto por Pazos y Alguacil (2000). Se muestra, además, la respuesta estimada por ajuste de una función de transferencia con tres ceros (uno doble en el origen) y tres polos (uno real y dos complejos conjugados).

En la figura 4.14 se muestra la coherencia estimada por la ecuación (4.13) para uno de los registros de ruido utilizados.

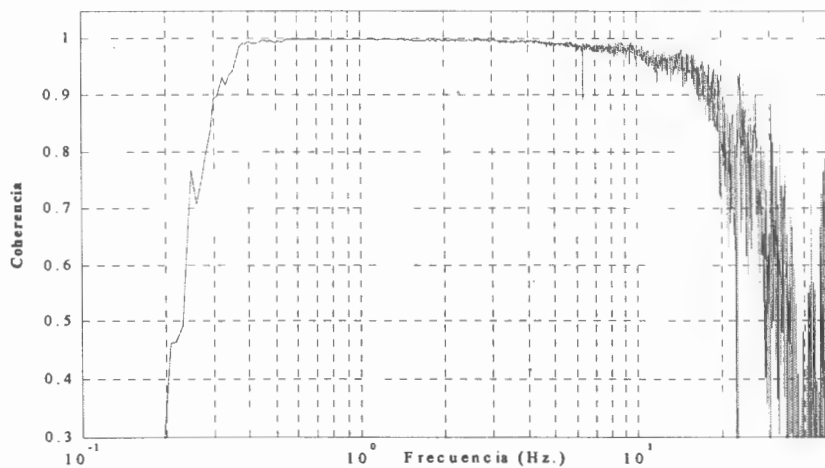


Figura 4. 13.- Coherencia (ecuación 4.13) de uno de los registros de ruido utilizados en la estimación (ecuación 4.11) de la respuesta entre ambos instrumentos (corto periodo y STS2).

Como se aprecia en la figura, la coherencia es superior al 90% en la banda que se extiende desde 0.3 hasta algo más de 15 Hz.

Pavlis y Vernon (1994) obtienen una mejor coherencia a altas frecuencias al comparar el ruido registrado por los sensores GS-13 y L-28, pero debemos recordar que utilizan una definición diferente (ecuación 4.14). Sin embargo, al comparar dos sensores horizontales L-28, con una separación de un metro (similar a la utilizada en nuestro experimento), obtienen una coherencia muy baja para las altas frecuencias.

Los resultados del ajuste de una función de transferencia de tercer orden, con tres ceros (uno doble en el origen) y tres polos (uno real y dos complejo conjugados), se muestran en la tabla 4.VI:

<i>GANANCIA</i> (V/ms^{-1})	<i>CEROS</i>	<i>POLOS</i>
-134.9 (± 0.3)	0 (doble)	-14.4 (± 0.17)
	-19.31 (± 0.03)	-3.4 (± 0.14) $\pm 5.42 j$ (± 0.07)

Tabla 4. VI.- Ganancia, polos y ceros obtenidos por ajuste de la una función de transferencia de tercer orden.

Como ya mencionamos, para frecuencias inferiores a 0.3 Hz. y para las superiores a 15 Hz, los registros de ruido no presentan una alta coherencia. A bajas frecuencias el ruido del sensor (punto 2.10) es el causante de la pérdida de coherencia, mientras que a alta frecuencia (a partir de unos 40 Hz) se debe a la actuación de los filtros FIR de los sistema de adquisición (tanto del Quanterra de la estación de banda ancha, como de los filtros FIR del CS5322). Adicionalmente se observa una pequeña interferencia en torno a 25 Hz debido a la fuente de alimentación (onda rectificada), ya que en estos experimentos no se utilizaron baterías.

Pavlis y Vernon (1994) observan también desacuerdo entre las respuestas, teórica y la observada, a partir de unos 10 Hz., atribuyéndolo a un efecto de distinto acoplamiento mecánico y tal vez a influencia de modos propios de vibración del pilar. Creemos que estos efectos requerirían un estudio más en detalle.

En la figura se observa, al igual que en los métodos anteriores, una resonancia en 1.418 Hz., mientras que la frecuencia de corte es de 0.858 Hz.

4.6. COMPARACIÓN DE RESULTADOS Y DE LOS REGISTROS.

En los puntos anteriores hemos discutido varios métodos de calibración del sensor. La calibración paramétrica proporciona resultados precisos, pero requiere la utilización de amplio material de laboratorio y numerosas pruebas. La utilización de la bobina auxiliar precisa corregir por el efecto de acoplamiento entre bobinas, pero para estimarlo debemos bloquear la masa invirtiendo el sensor, por lo que las correcciones a altas frecuencias se subestiman. Finalmente, el método empírico únicamente requiere disponer de un sensor bien calibrado, pero presenta la limitación de que la respuesta se subestima a partir de 10 ó 15 Hz por falta de coherencia entre ambas salidas.

En la figura 4.15 se representan las respuestas obtenidas por los tres métodos descritos. En el caso de la respuesta paramétrica se representa únicamente la correspondiente a los parámetros obtenidos con menor error.

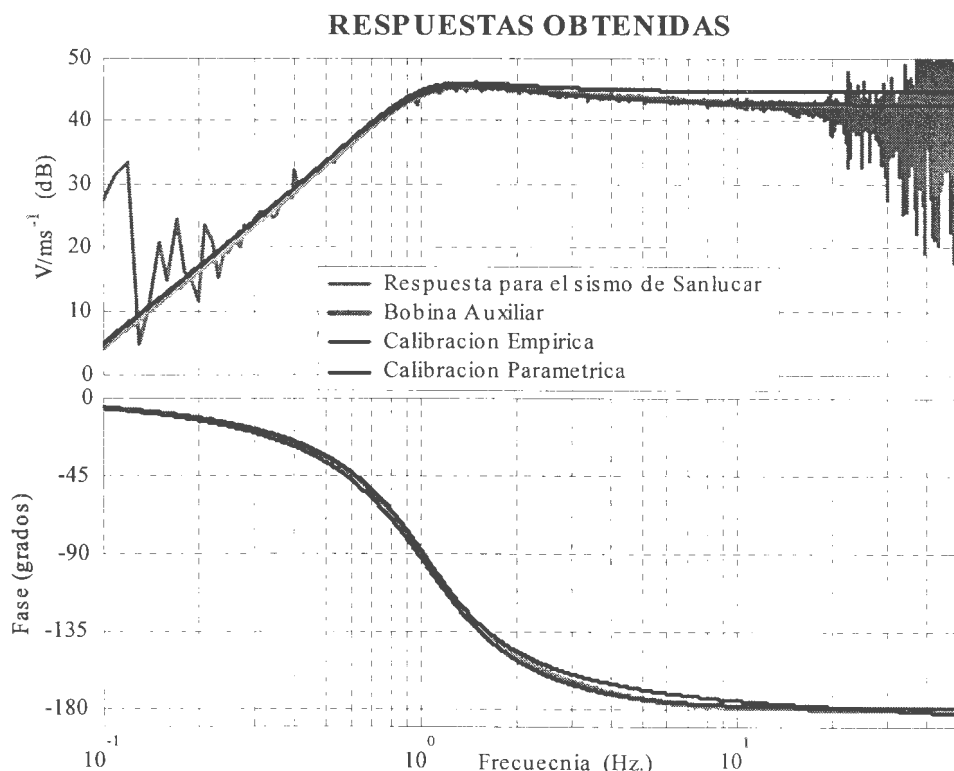


Figura 4.15.- Comparación de la respuesta paramétrica con la empírica y la obtenida por medio de la bobina de calibración. Se presenta la respuesta en amplitud estimada a partir del sismo de Sanlúcar de Barrameda del 18 de Julio de 2003 a las 21:23:21, $m_b=3.7$.

Al comparar las respuestas instrumentales correspondientes a los tres métodos, observamos que para frecuencias superiores a la resonancia la respuesta paramétrica se mantiene por encima de las otras dos en el orden de tres decibelios. Algo menos acusada es la diferencia en fase que se mantiene siempre inferior a seis grados.

Por otro lado, la respuesta empírica es similar a la obtenida utilizando la bobina de calibración. Las diferencias en amplitud son inferiores a 0.5 dB, y en fase se mantienen por debajo de 4 grados.

Los tres métodos presentan prácticamente los mismos polos complejos conjugados pero hay grandes diferencias en la ubicación del polo real y el cero real no nulo. En el caso de la calibración paramétrica existe una cancelación práctica, mientras que esta consideración no puede efectuarse en los otros dos métodos.

Tanto la calibración paramétrica como la empírica presentan una frecuencia de resonancia de 1.418 Hz., siendo algo mayor (1.426 Hz.) en el caso de uso de la bobina auxiliar.

La frecuencia de corte es del orden de 0.86 Hz. en los tres casos (0.868 en el caso de la bobina auxiliar y la calibración paramétrica, y 0.858 Hz para la empírica).

En la figura se presenta además la estimación de la respuesta instrumental a partir de los registros de un sismo de Sanlúcar de Barrameda. Para este caso la fuente sísmica se encuentra a unos 40 km de distancia por lo que ambos sensores se pueden considerar situados en el mismo punto. Como se aprecia, la calibración empírica presenta un mejor acuerdo con esta estimación, por lo que la consideramos más realista.

La utilización de la bobina auxiliar sitúa el polo y el cero real (no nulo) en posiciones claramente diferentes a la empírica, pero las diferencias en las respuestas (tanto en fase como en amplitud) son pequeñas, pudiendo ser utilizado como procedimiento alternativo.

Por otro lado, los parámetros obtenidos mediante las técnicas paramétricas son muy precisos, a excepción de la autoinductancia, pero se calculan sin que el sensor se cargue con la impedancia "RC serie". La respuesta teórica con el sensor cargado con la impedancia RC serie parece no ajustarse a las estimaciones calculadas sobre datos reales. El modelo utilizado carece de capacidades parásitas que estarían en serie con la impedancia de carga, disminuyendo la parte capacitiva efectiva. Aunque no se muestra en la figura, hemos simulado la respuesta paramétrica pero con una capacidad menor (13.5 μF) coincidiendo prácticamente con la respuesta empírica: errores inferiores a 0.5 dB en amplitud y a 2° en fase.

El hecho de que el modelo no contemple esta posible capacidad parásita podría justificar el pequeño valor obtenido para la autoinductancia, que por otra parte se encuentra mal determinada debido a que su efecto se aprecia principalmente a muy alta frecuencia.

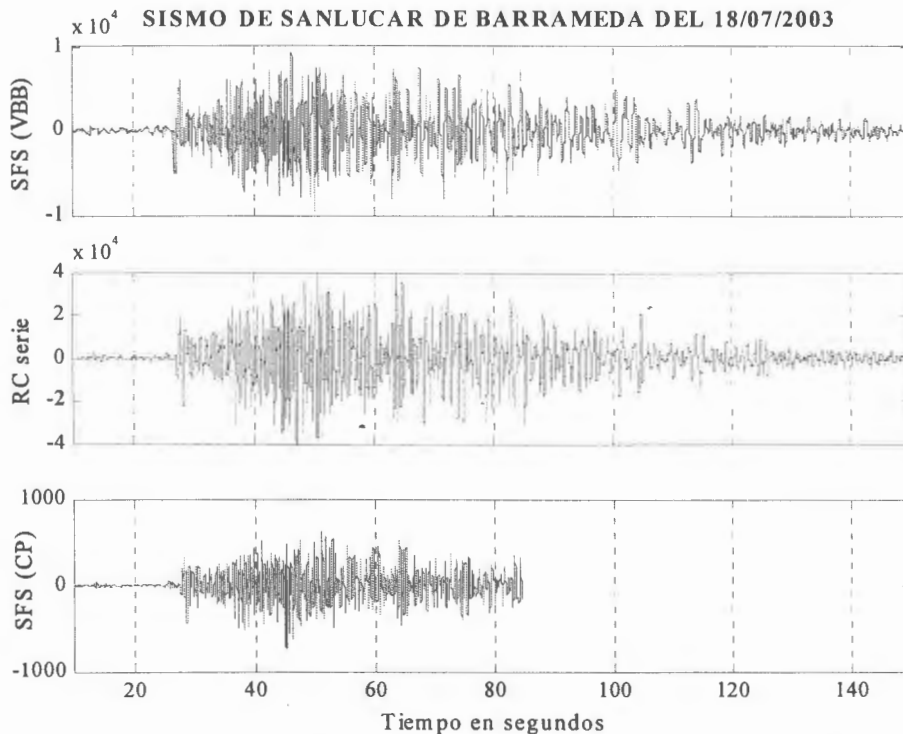


Figura 4. 16.- Registros filtrados paso bajo (12 Hz.) del sismo de Sanlúcar de Barrameda del día 18 de Julio de 2003, a las 21:23:21.50 horas UTC, $m_b=3.7$. En la parte superior se muestra el registro de la estación de Banda Ancha SFS; en el centro, el correspondiente al sistema descrito en esta tesis; y en la parte inferior, el registro de la estación de corto periodo SFS, situada a unos 25 metros de las anteriores. El eje de ordenadas muestra el número de cuentas digitales.

Finalmente, en la figura 4.16 se muestran los registros filtrados paso bajo (12 Hz.) del sismo de Sanlúcar de Barrameda del 18 de Julio de 2003 a las 21:23:21, y $mb=3.7$.

El registro del sistema desarrollado (RC serie) presenta el mayor número de cuentas debido a la amplificación seleccionada (19.05 para el preamplificador y 1.56 del fitro antialiasing). En el caso de la estación de corto periodo, la amplificación es de 1062, pero la conversión a digital es de 12 bits.

El registro del corto periodo aparece cortado debido a que el algoritmo de detección utilizado por la red de corto periodo subestimó el tiempo de cada.

4.7. BIBLIOGRAFIA.

Alguacil, G. (1986) "Los instrumentos de una red sísmica local telemétrica para microterremotos. La red sísmica de la Universidad de Granada". Tesis doctoral. Observatorio Universitario de Cartuja. Universidad de Granada. Granada.

Donato, R.J. (1971). "Comparison of three methods for calibrating a Willmore Geophone". B.S.S.A., Vol. 61, N° 3, pp 641-648.

Giner, J.J.; Jauregui, P.; y López Casado, C. (1992). "La transformación de Fourier aplicada a la calibración de la red de microsismicidad de la Universidad de Alicante". Rev. De Geofísica, Vol. 48, 153-158.

Kim, W.Y.; Ekström, G. (1996). "Instrument responses of digital seismographs at Borovoye, Kazakhstan, by inversion of transient calibration pulses". B.S.S.A., Vol. 86, N° 1A, pp. 191-203.

MathWorks (2000). "Signal Processing Toolbox for use with MATLAB". User's guide version 5. The Math Works, Inc. USA.

Mitronovas, W.; y Wielandt, E. (1975). "High-precision phase calibration of long-period electromagnetic seismographs". B.S.S.A., Vol. 65, N° 2, pp 411-424.

Ogata, K. (1980) "Ingeniería de control moderna". Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. México.

Pavlis, G.L.; y Vernon, F.L. (1994). "Calibration of Seismometers using ground noise". B.S.S.A., Vol. 84, N° 4, pp 1243-1255.

Pazos, A.; y Alguacil, G. (2000). "Calibración de estaciones de corto periodo por comparación con una estación de banda ancha". 2ª Asamblea Hispano-Portuguese de Geodesia y Geofísica, Lagos (Portugal) 8-12 Febrero, Resúmenes, Comunicación oral S05-03, pp 197.

Rodgers, P.W.; Martin, A.J.; Robertson, M.C.; Hsu, M.M.; y Harris, D.B. (1995). "Signal-coil calibration of electromagnetic Seismometers". B.S.S.A., Vol. 85, N° 3, pp 845-850.

Steck, L.; y Prothero, W.A., Jr. (1989). "Seismic calibration using the simplex algorithm". B.S.S.A., Vol. 79, N° 2, 1618-1628.

Stich, D.; Alguacil, G.; y Morales, J. (2001). "The relative locations of multiplets in the vicinity of the Western Almería (southern Spain) earthquake series of 1993-1994". Geophys. J. Int., Vol. 146, pp 801-812.

UIT (1994). "UIT-R TF.538-3: Mediciones de la inestabilidad de frecuencia y en el tiempo (Fase)". Recomendaciones de la UIT-R, Emisiones de frecuencia, patrón y señales horarias, Volumen 1994, Serie TF, pp 81-89, Editado en Ginebra.

White, R.E. (1970). "Modifications to Willmore's Method for calibrating seismographs using a Maxwell Bridge". B.S.S.A., Vol. 60, N° 6, pp 2015-2022.



CAPITULO 5

TRANSFORMADAS INTEGRALES: FOURIER Y WAVELET.

5.1. Introducción.	118
5.2. La transformada de Fourier (FT).	118
5.2.1. La transformada discreta de Fourier (DFT).	119
5.2.2. División de la “DFT” en ventanas temporales (STFT).	120
5.2.3. Descomposición del plano tiempo-frecuencia.	121
5.3. La transformada wavelet (WT).	122
5.3.1. La transformada discreta wavelet (DWT).	124
5.3.2. Descomposición del plano tiempo-frecuencia.	127
5.3.3. Diagramas en árbol (Wavelet Packets).	129
5.4. Aplicación a los registros sísmicos.	130
5.5. Bibliografía.	132

5.1. INTRODUCCION.

Una señal analógica es una representación de una magnitud física variable mediante una variable eléctrica. Una señal digital es asimismo otra representación del mismo objeto mediante una serie numérica, que puede ser representada en diversos dominios, dependiendo de las características que deseemos estudiar o el tratamiento que convenga hacer.

Las transformadas integrales transforman una señal temporal " $f(t)$ " a un nuevo dominio, generalmente al plano de la frecuencia " $F(w)$ ". En este dominio podemos analizar el contenido espectral de la señal y caracterizarla en función de la frecuencia. Muchas ecuaciones diferenciales que describen la respuesta dinámica de sistemas, por ejemplo, se transforman en el dominio de la frecuencia en ecuaciones algebraicas.

La transformada de Fourier ha sido, es y continuará siendo una de las herramientas más ampliamente utilizadas para representar las señales estacionarias en el plano de la frecuencia (Mallat, 1998). Así, una señal sinusoidal representada en el plano de Fourier queda perfectamente definida por un único coeficiente complejo " A ", correspondiente al vector base " $\delta(f-f_0)$ ", donde " f_0 " es la frecuencia de la señal.

Pero debemos observar que lo que más nos llama la atención son las señales transitorias: el claxon de un camión que suene repentinamente sobresalta nuestros sentidos, mientras que el continuo y monótono ruido de un motor pronto es olvidado sin que le prestemos la mayor atención. De hecho son estas señales transitorias o las variaciones temporales de señales casi-estacionarias las que aportan más información.

Las señales sísmicas de los terremotos son altamente no-estacionarias. De la propia definición de la transformada de Fourier no se puede obtener ninguna información sobre la evolución de las características espectrales o la posible ocurrencia de un evento localizado en el tiempo (Flandrin, 1987).

La transformada integral "ideal" sería aquella que de información puntual de la señal sobre su contenido espectral en cada instante, pero sabemos que tal transformada no puede existir debido al principio de incertidumbre de Heisenberg (una discusión detallada puede encontrarse en Mallat, 1998).

La transformada wavelet es una buena aproximación en este sentido, ya que proporciona información simultánea en ambos dominios, tanto en el temporal como en el de la frecuencia.

Revisaremos en este capítulo las principales transformadas integrales, más comúnmente utilizadas en el campo de la sismología, poniendo especial énfasis en la forma en que cada una descompone el plano tiempo-frecuencia, es decir, las propiedades de localización temporal y en frecuencia que cada representación proporciona.

5.2. LA TRANSFORMADA DE FOURIER.

En 1807, Fourier presenta su desarrollo en serie de cualquier señal periódica, teniendo un gran impacto en el análisis matemático, en la física y en el campo de la

ingeniería. Posteriormente se generaliza esta transformada a señales no periódicas, surgiendo la transformada de Fourier y su inversa, definidas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt \\ f(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{i\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (5.1)$$

La transformada “F(ω)” representa la señal en el plano de la frecuencia, donde las funciones base son senos y cosenos (exponencial compleja), sin proporcionar información temporal (duración infinita de las funciones base), mientras que la representación, “f(t)” en la base euclídea (cuyas funciones base son deltas de Dirac) localiza de forma precisa en el tiempo pero no da información sobre la frecuencia.

Esta transformación presenta numerosas e interesantes propiedades, ampliamente conocidas (pe. Hernando Rábanos, 1982; Papoulis, 1986; Scherbaum, 1996; Mallat, 1998), por lo que las omitiremos.

5.2.1. LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT).

Los registros digitales se encuentran formados por una secuencia de N muestras tomadas a intervalos regulares separados en $T=1/f_m$ (siendo f_m la frecuencia de muestreo). Desde el punto de vista del Álgebra, esta secuencia se puede considerar como un vector del espacio Z^N y su descripción en la base euclídea toma la siguiente expresión:

$$\vec{f}[n] = \{f[0], f[1], \dots, f[N-1]\} = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \cdot \vec{\delta}[n] \quad (5.2)$$

donde $f[n] = f(nT)$ son las muestras de la señal tomadas a intervalos regulares “nT” ($0 \leq n < N$).

En esta representación, cada coeficiente queda perfectamente localizado en el tiempo, lo que permite datar con precisión las llegadas de las diversas ondas, hecho esencial, p.e., para obtener buenas localizaciones hipocentrales.

Al igual que para el caso de señales continuas, para conocer las propiedades espectrales de la señal, es usual la utilización de la bien conocida transformada discreta de Fourier (DFT, normalmente mediante el algoritmo de su transformada rápida, FFT) representando la señal en el plano de la frecuencia. Las ecuaciones de transformación podemos encontrarlas en numerosos textos, y salvo diferencias en los factores de normalización (escala) vienen dadas por:

$$\begin{aligned} \hat{F}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \cdot e^{-i\frac{2\pi}{N}kn} & 0 \leq k < N \\ f[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{F}[k] \cdot e^{i\frac{2\pi}{N}kn} & 0 \leq n < N \end{aligned} \quad (5.3)$$

En este plano, las coordenadas del vector transformado, $\hat{F}[k]$, proporcionan información precisa sobre el contenido en frecuencia de la señal (localización en

frecuencia) pero, como vemos, en el cálculo de cada uno de sus coeficientes interviene toda la secuencia (el sumatorio se extiende para todos los valores de “n”). Por ello, cualquier propiedad estacionaria de la señal quedará bien descrita por la DFT.

5.2.2. DIVISION DE LA “DFT” EN VENTANAS TEMPORALES (STFT).

Cuando la señal es no-estacionaria (como sucede en sismología), su representación en la base euclídea o en la de Fourier pueden ser no adecuadas, en tanto que no describen la evolución de sus propiedades espectrales en el tiempo.

Una de las técnicas utilizadas para estimar esta variación es el empleo de la DFT sobre una secuencia de ventanas (elegidas simétricas y generalmente normalizadas) que se desplazan a lo largo de la duración del registro. Sin embargo, la elección de la longitud de la ventana es, a menudo, problemática. Una ventana corta implica buena resolución temporal, pero puede ocultar las componentes de mayor periodo, mientras que una ventana demasiado larga supone una resolución en frecuencia muy precisa a expensas de aumentar la incertidumbre temporal.

La elección de la forma de la ventana también es un compromiso. Una ventana abrupta (tipo pulso rectangular) pesa por igual a todos los coeficientes, pero presenta problemas de borde. Una ventana de bordes suaves (figura 5.1) elimina el efecto de borde, pero cada coeficiente tiene un peso diferente en función de su posición relativa dentro de la ventana.

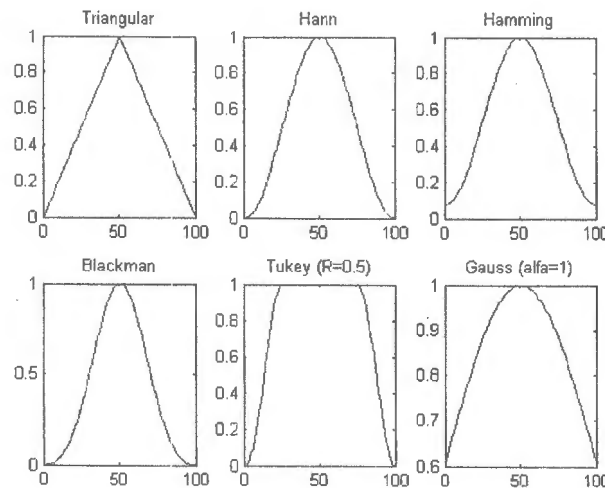


Figura 5.1.- Diversos tipos de ventanas (sin normalizar) de 100 puntos (muestras).

La ecuación que describe la transformación “STFT” (*Short Time Fourier Transform*) es:

$$S_f[m, l] = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] \cdot g[n-m] \cdot e^{-i \frac{2\pi}{N} l n} \quad 0 \leq m, l < N$$

$$f[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} g[n-m] \sum_{l=0}^{N-1} S_f[m, l] \cdot e^{i \frac{2\pi}{N} l n} \quad 0 \leq n < N \quad (5.4)$$

donde $g[n-m]$ es la función peso (ventana elegida) que se desplaza a lo largo del eje temporal y de tamaño " $M < N$ ", por lo que sólo intervienen " M " elementos de $f[n]$ en el cálculo de cada coeficiente $Sf[m,l]$.

5.2.3. DESCOMPOSICION DEL PLANO TIEMPO-FRECUENCIA.

Como hemos ido mencionando, cada tipo de representación presenta unas propiedades de localización diferentes, es decir, descomponen el plano tiempo-frecuencia de diversa forma. Mallat (1998) utiliza los denominados "átomos de Gabor" que son representados por cajas (rectángulos de Heisenberg), similares a los descritos en el párrafo anterior, ilustrando la descomposición mediante el dibujo de unos pocos átomos.

En la figura 5.2 se muestran la descomposición del plano tiempo-frecuencia para cada una de las representaciones (euclídea, DFT y STFT), mediante la representación de la caja de Heisenberg de uno de los coeficientes.

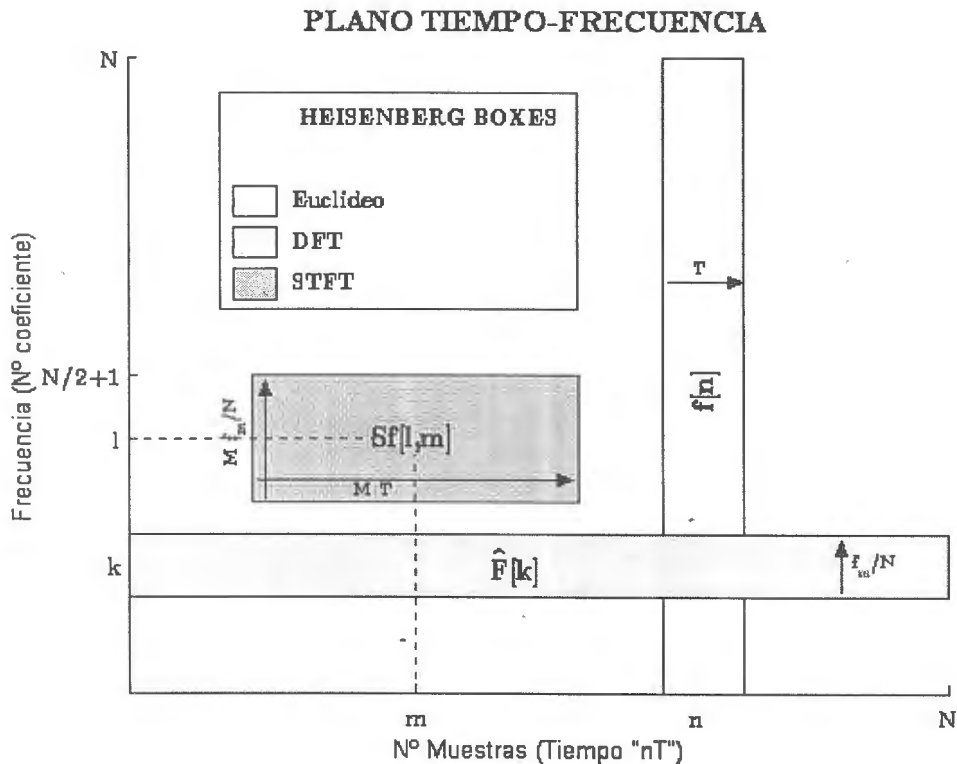


Figura 5.2.- Representación de cajas de Heisenberg de un átomo de Gabor en las diversas representaciones para una secuencia de tamaño N . En el eje de frecuencias, el elemento " $N/2+1$ " corresponde a la frecuencia de Nyquist, y " N " a la frecuencia de muestreo.

En la figura se representa la caja de Heisenberg correspondiente a los coeficientes: " $f[n]$ " de la representación euclídea, " $\hat{F}[k]$ " de la representación en la DFT, y " $Sf[l,m]$ " en la STFT. Además se indican las dimensiones en función del tamaño del registro " N ", de la ventana utilizada " M ", de la frecuencia de muestreo " f_m " y de su inversa, el periodo de muestreo " T ".

De la figura deducimos que la representación euclídea presenta máxima localización temporal pero sin resolución en frecuencia, en el caso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) la situación se invierte (máxima localización en frecuencia sin resolución temporal), y para la transformada STFT la situación es intermedia, pudiendo aumentar la resolución en uno u otro sentido en función del tamaño de la ventana elegida.

Finalmente cabe indicar que sólo los coeficientes de las transformadas DFT y STFT que localicen frecuencias inferiores a la de Nyquist son relevantes (los $N/2+1$ primeros si N es par, o los $(N+1)/2$ primeros si N es impar), ya que al ser una señal real, la transformada es par en módulo e impar en fase. Es decir, la máxima frecuencia de la que podemos obtener información es la frecuencia de Nyquist (el desarrollo matemático podemos encontrarlo en numerosos textos, como por ejemplo Papoulis, 1986; Hernando Rábanos, 1982).

5.3. LA TRANSFORMADA WAVELET (WT).

La transformada wavelet continua (WT) de una señal “ $f(t)$ ” con respecto a la función wavelet “ $\psi(t)$ ” viene determinada por:

$$\begin{aligned}
 W_f(b, a) &= \frac{1}{\sqrt{a}} \int f(t) \cdot \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt & b \in R, a \in R^+ - \{0\} \\
 f(t) &= \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty W_f(b, a) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) db \frac{da}{a^2} \\
 C_\psi &= \int_0^\infty \frac{|\Psi(w)|^2}{w} dw
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

donde el asterisco indica complejo conjugado, el parámetro “ a ” define la escala y “ b ” el tiempo, y “ $\Psi(w)$ ” es la transformada de Fourier de la función wavelet.

Obsérvese que si elegimos $\psi(t) = e^{it}$ la ecuación anterior se convierte en la transformada de Fourier tomando $b=0$ y siendo $w=1/a$, por tanto, la escala es directamente proporcional al periodo.

Pero la función wavelet debe cumplir, entre otras, dos condiciones: tener energía finita (por tanto, media nula) y desvanecerse en el tiempo. Estas dos condiciones significan que la wavelet debería oscilar como una pequeña onda, por lo que las funciones seno y coseno de Fourier no son realmente wavelets (Meyer, 1987).

Grossmann et al. (1987) analizan las propiedades de localización en tiempo y frecuencia para esta transformación en el plano escala-tiempo si elegimos una función “ $\psi(t)$ ” que se desvanece fuera de unos intervalos de tiempo (t_{min} a t_{max}) y de frecuencia determinados (w_{min} a w_{max}). Los resultados se esquematizan en la figura 5.3.

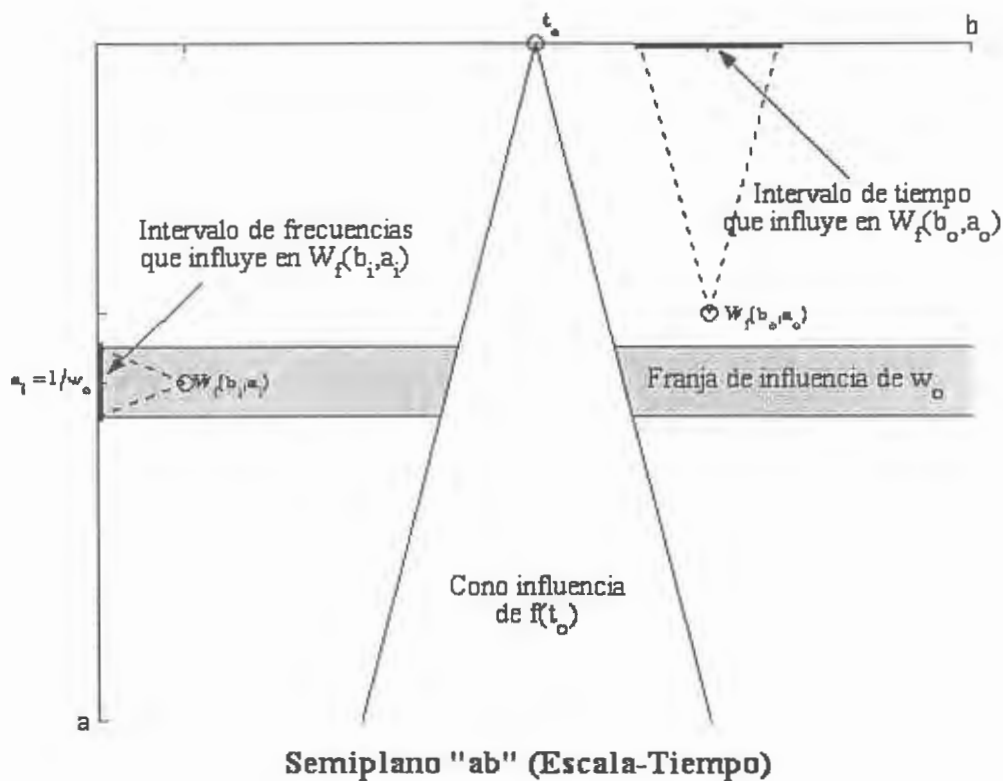


Figura 5. 3.- Semiplano "ab" (Escala-Tiempo) en el que representan esquemáticamente la localización temporal y en frecuencia, por medio de zonas de influencia. El semieje de la escala aumenta hacia abajo.

Debemos observar que elegida adecuadamente la función wavelet " $\psi(t)$ " (también llamada "wavelet madre"), la escala " a " es inversamente proporcional a la frecuencia angular " w " (como el caso representado). Observemos que el intervalo temporal de influencia crece a medida que disminuye la frecuencia (la escala " a " aumenta) e inversamente, un instante dado " t_0 " presenta un cono de influencia que se ensancha con el periodo. Por tanto, la localización temporal mejora al aumentar la frecuencia.

En el campo de la transformada, observamos que los puntos correspondientes a la misma escala " a_0 " presentan influencia del un mismo intervalo ($\frac{w_{min}}{a_0} < w < \frac{w_{max}}{a_0}$), que aumenta al disminuir la escala (frecuencias altas). Así mismo, la franja en la que influye una determinada frecuencia ($\frac{w_{min}}{w_0} < a < \frac{w_{max}}{w_0}$) disminuye a frecuencias altas (" a " pequeño). En definitiva, la localización en frecuencia empeora a frecuencias altas.

Daubechies (1987) describe las analogías y las principales diferencias entre la STFT y la WT. Enfatiza el hecho de que mientras la envolvente de la STFT siempre es la misma (la forma de la ventana elegida) aunque varíe " l ", la envolvente de la WT se estrecha al aumentar " a ". Por tanto, hay una marcada diferencia en las propiedades de localización temporal (figura 5.4). Así mismo, señala que al aumentar " a " empeora la resolución en frecuencia.

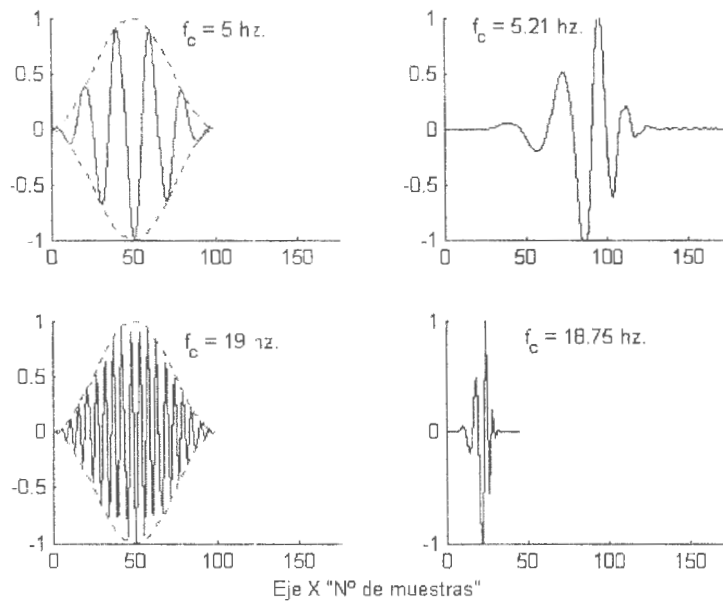


Figura 5. 4.- Ejemplo de funciones utilizadas por la STFT y la WT. A la izquierda las funciones base de Fourier, con ventanas Hanning de 100 puntos, para las frecuencias centrales de 5 y 13 Hz. (frecuencia de muestreo de 100 mps, “ $\Delta f=1$ Hz.”). A la derecha la función wavelet “Daubechies-6” para frecuencias centrales similares (“ $\Delta f=3.675$ y 12.5 Hz. respectivamente”).

5.3.1. LA TRANSFORMADA DISCRETA WAVELET (DWT).

En el campo discreto, tanto la escala “a” como el factor de traslación temporal “b” se encuentran cuantizadas ($a = 2^j$, $j=0,1,\dots,J$, siendo J el número total de escalas) ($b = 2^j m$, $m = 0, 1, N/2^j$). La escala se cuantiza de forma exponencial y el factor de traslación uniformemente proporcional a la escala, con objeto de que las cajas de Heisenberg cubran totalmente el plano tiempo-frecuencia.

La función wavelet (o madre wavelet) viene dada por (comparar con (5.5)):

$$\psi_{jm}[n] = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi\left(\frac{n - 2^j m}{2^j} \Delta t\right) \quad \begin{array}{l} j = 0, 1, \dots, J \\ m = 0, 1, \dots, \frac{N}{2^j} \end{array} \quad (5.6)$$

donde “N” es el número de muestras, “ Δt ” el intervalo entre muestras y el factor de traslación es dependiente de la escala “j”.

Al haber limitado el factor de escala hasta un máximo “ 2^J ”, para poder describir la señal es necesario introducir una nueva función llamada “función de escala o padre wavelet, $\phi(t)$ ” que de cuenta de la información a escalas mayores (frecuencias bajas), y que viene determinada por la siguiente relación en el campo de la transformada de Fourier:

$$|\hat{\phi}(w)|^2 = \int_1^\infty |\hat{\psi}(aw)|^2 \frac{da}{a} \quad (5.7)$$

donde el símbolo “ $\hat{}$ ” representa la transformada de Fourier.

Si la wavelet se diseña apropiadamente, la DWT puede ser calculada mediante un rápido algoritmo basado en un banco de filtros FIR (respuesta impulsiva finita), que sigue el esquema de la figura 5.5.

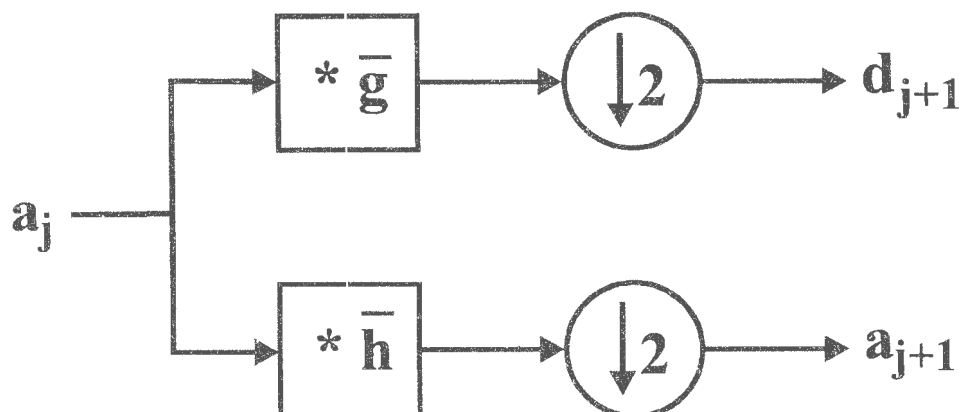


Figura 5.5.- Esquema del banco de filtros de análisis wavelet, donde " $\bar{h}[n] = h[-n]$ " y " $\bar{g}[n] = g[-n]$ " representan filtros FIR paso bajo y paso alto respectivamente. Los cuadrados representan convoluciones y los círculos decimación por un factor de 2.

Debe observarse que en cada etapa, el número de coeficientes de cada una de las salidas del banco de filtros se reduce a la mitad. El filtro "h" se encuentra asociado a la función de escala, mientras que el "g" se asocia a la función wavelet.

Además, es posible una perfecta reconstrucción de la señal original (transformada inversa) mediante un banco de filtros similar (figura 5.6).

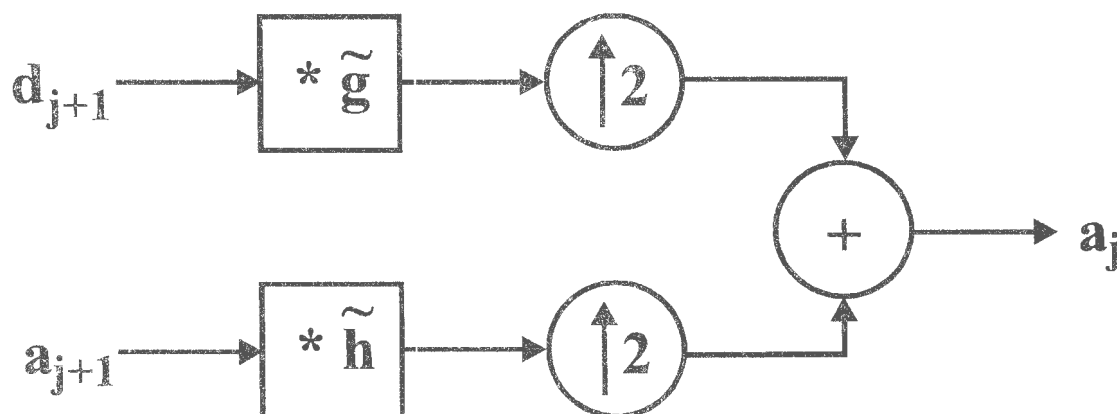


Figura 5.6.- Esquema del banco de filtros de síntesis wavelet, donde " $\tilde{h}[n]$ " y " $\tilde{g}[n]$ " representan los filtros FIR paso bajo y paso alto respectivamente asociados. Los cuadrados representan convoluciones y los círculos la intercalación de ceros.

En el caso más general (wavelets biortogonales) este banco de filtros de síntesis o reconstrucción pueden diferir de los utilizados en el análisis. Si la función wavelet elegida es ortonormal (como supondremos en lo que sigue), ambos bancos de filtros coinciden ($\tilde{h}[n] = h[n]$, $\tilde{g}[n] = g[n]$), lo que se traduce en que el conjunto de funciones $\{\psi_{jm}, \phi_{jm}\}$ forman una base ortonormal del espacio Z^N , siendo N el número de muestras de la señal original.

En la figura 5.7 se muestran algunos ejemplos de los filtros FIR utilizados por wavelets ortogonales (Daubechies de orden 6) y biortogonal de orden 3 (reconstrucción) y 9 (descomposición).

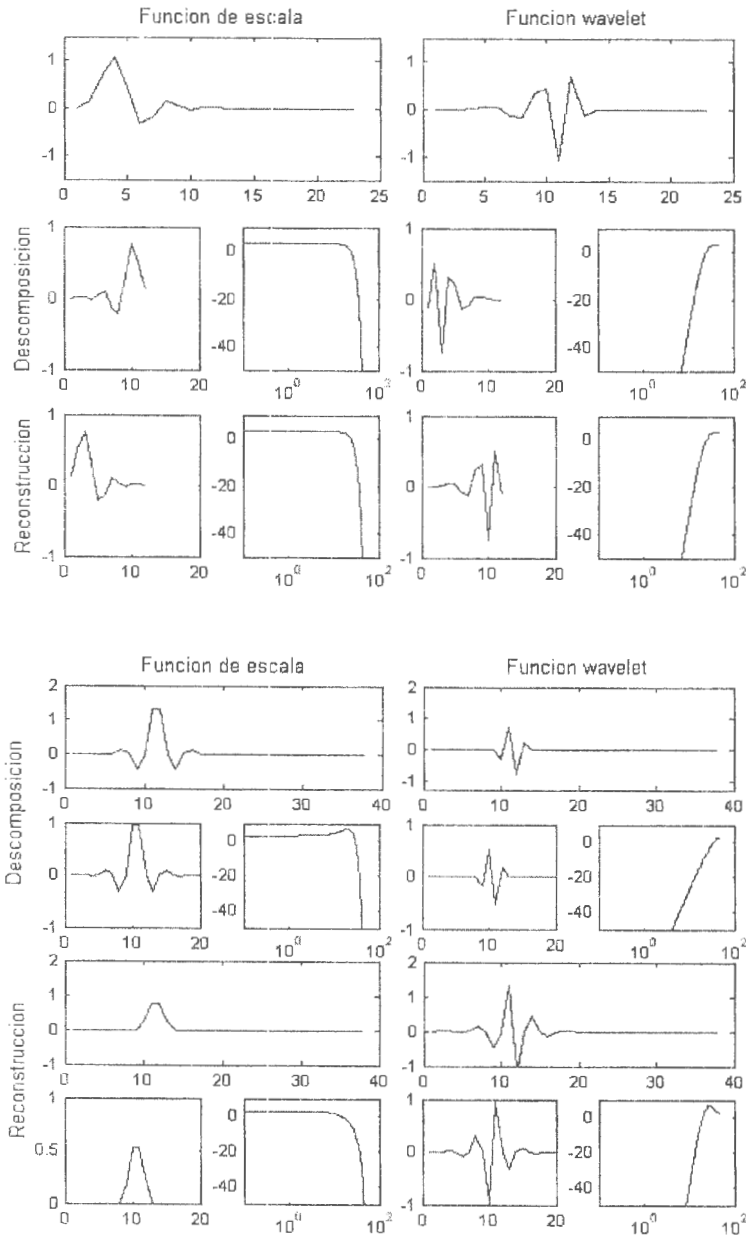


Figura 5. 7.- Wavelets y sus filtros FIR asociados. **A)** En la parte superior se muestra la función wavelet “Daubechies de orden 6” y su función de escala, así como los filtros (y su espectro) utilizados en la descomposición y reconstrucción. Debe observarse como los filtros de reconstrucción son el reflejo especular de los de análisis o descomposición. **B)** Idem para la wavelet “biortogonal” de orden 3 y 6. Señalar que las wavelets biortogonales presentan funciones duales para la perfecta reconstrucción y por ello los filtros de síntesis difieren de los utilizados en el análisis.

En el cálculo del espectro de los filtros FIR se ha supuesto una frecuencia de muestreo de 100 Hz, y la magnitud se presenta en decibelios

Por tanto, en las wavelets ortonormales podemos interpretar la transformada como un cambio de base, donde los coeficientes “ d_j ” representan los detalles a la escala “ j ” (en realidad $a = 2^j$) y los “ a_j ” representan la aproximación de la señal en la escala “ J ”:

$$d_j[m] = \langle a_o, \psi_{jm} \rangle \quad a_j[m] = \langle a_o, \phi_{jm} \rangle \quad (5.8)$$

siendo “ a_o ” la señal original, y “ $m = 0, 1, \dots, N/2^j$ ”. Es decir, cada coeficiente es la proyección del vector “ a_o ” del espacio vectorial Z^N sobre los nuevos vectores de la base ortonormal $\{\psi_{jm}, \phi_{jm}\}$.

La perfecta reconstrucción de la señal original viene dada por:

$$a_o = \underbrace{\sum_{j=1}^J \sum_{m=0}^{N/2^j-1} d_j[m] \psi_{jm}}_{Q_j} + \underbrace{\sum_{m=0}^{N/2^J-1} a_J[m] \phi_{Jm}}_{P_J} \quad (5.9)$$

es decir, la señal original es la suma de los detalles “ Q_j ” y la aproximación “ P_j ”, que se puede interpretar como la descomposición de la señal en suma de la salida de un banco de filtros paso banda (Q_j) y uno paso bajo (P_j). En el caso de las wavelets biortonormales, las funciones wavelet y la función de escala utilizadas en la ecuación (5.9) difieren de las de la ecuación (5.8).

Un completo desarrollo matemático de la teoría de la transformada wavelet, tanto continua como discreta, puede ser encontrado en Mallat (1998) o Frazier(1997) entre otros.

La elección de la wavelet debe ser elegida en función de la señal. La idea es que la energía se concentre en el menor número de coeficientes, por ello el aspecto de la wavelet debe parecerse a la señal que queremos analizar, en nuestro caso, las llegadas de las ondas sísmicas (Anant y Dowla, 1997), pero la elección no parece ser tan crítica (Fedorenko and Husebye, 1999).

Pazos et al. (1998) indican la capacidad de concentración si se elige una wavelet que se asemeje a la señal analizada, de forma que el número de coeficientes significativos sea pequeño, y por tanto la energía se concentre en pocos coeficientes. Este es el principio en que se basan muchos algoritmos de compresión de datos.

5.3.2. DESCOMPOSICIÓN DEL PLANO TIEMPO-FRECUENCIA.

De las ecuaciones (5.6) y (5.8) se puede deducir fácilmente que el intervalo entre los coeficientes de la transformada varía con la escala, siendo de “ 2^j ”, de forma que la localización temporal disminuye al aumentar la escala (al disminuir la frecuencia).

En la figura 5.4 se mostró como la función wavelet se dilata al aumentar la escala sin variar su forma. Nuevamente se observa una resolución temporal inversamente proporcional a la resolución en frecuencia.

Cada coeficiente (ecuación (5.8)) se determina por el producto interior de la señal original y la correspondiente wavelet (o vector base), por lo que el número de muestras que influyen en su cálculo viene determinado por la duración de la wavelet (coeficientes no nulos). Por otro lado, en cada etapa se produce una decimación en un factor de dos (figura 5.5) lo que se traduce en que la localización temporal se duplica respecto a la etapa anterior.

Al haber cuantizado el factor de escala en potencias de 2, la función wavelet representa una octava en cada escala, que suelen llamarse “voces” (Mallat, 1998).

La caja de Heisenberg asociada a un determinado coeficiente “ $d_j[m]$ ” se centra en la muestra “ $2^{j-1} (2m+1)$ ” presentando una localización temporal de “ 2^j ” y una resolución en frecuencia de “ $f_N/2^j$ ” con centro en “ $3 f_N/2^{j+1}$ ”, siendo f_N la frecuencia de Nyquist. En la figura 5.8 se muestra la división del plano tiempo-frecuencia.

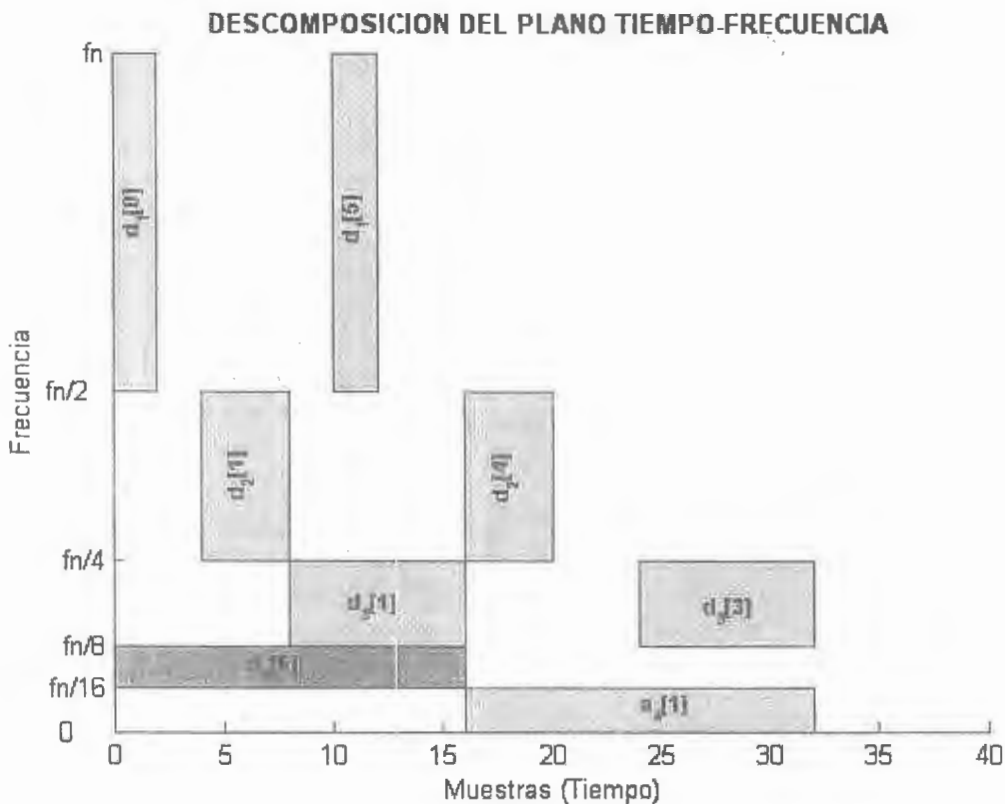


Figura 5. 8.- Esquema de la descomposición del plano tiempo-frecuencia de la DWT. En la figura se señalan las cajas de Heisenberg para diversos coeficientes hasta una escala $J=4$, donde “ fn ” representa la frecuencia de Nyquist.

5.3.3. DIAGRAMAS EN ARBOL (WAVELET PACKETS).

El banco de filtros utilizado en el análisis (figura 5.5) puede aplicarse también sobre los detalles “ d_j ” en lugar de hacerlo sobre la aproximación, como se ha supuesto hasta el momento, obteniendo un diagrama de descomposición (árbol) diferente.

De esta forma, cada coeficiente de la aproximación, obtenida en el nivel “ $j+1$ ” a partir de la señal “ d_j ”, viene representado por una caja de Heisenberg que ocupa el doble espacio temporal y la mitad inferior del ancho de banda, mientras que los nuevos detalles ocupan el mismo ancho temporal y la mitad superior de la banda original del nivel anterior.

La perfecta reconstrucción de la señal es posible utilizando el mismo diagrama de síntesis representado en la figura 5.6.

En la figura 5.9 se representan las diferentes diagramas de árbol posibles hasta el nivel “ $J=2$ ”, donde las ramas o flechas representan el filtro paso bajo o alto según su tendencia hacia la izquierda o hacia la derecha respectivamente.

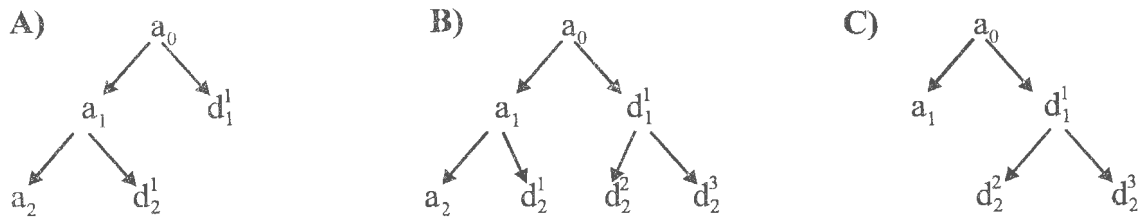


Figura 5. 9.- Esquema de las posibles descomposiciones wavelets para el nivel “ $J=2$ ”. A) Descomposición wavelet. B) Descomposición completa. C) Descomposición en aproximación a nivel 1 y detalles.

El nivel se indica mediante el subíndice y el número de nodo mediante superíndice, habiendo omitido el superíndice cero (aproximaciones).

Debe observarse que el número de nodos posibles en el nivel “ L ” es de 2^L , numerándose de izquierda a derecha desde cero (aproximación, y hemos omitido el superíndice) hasta 2^L-1 . Dependiendo del tipo de árbol elegido, el número de nodos finales de la descomposición varía

Si la función wavelet elegida es ortonormal, el conjunto de funciones generadas por cualquier tipo de descomposición (árbol), conjuntamente con sus desplazadas “ m ”, forman una base ortonormal del espacio Z^N , donde las funciones “ $\phi_j^0 = \phi_{j0}$ ” no varían, y las “ ψ_j^p ” vienen dadas por:

$$\begin{aligned} \psi_{j+1}^{2^p}[n] &= \sum_k h[k] \psi_j^p[n - 2^j k] \\ \psi_{j+1}^{2^p+1}[n] &= \sum_n g[k] \psi_j^p[n - 2^j k] \end{aligned} \quad (5.10)$$

siendo $\psi_j^1[n] = \psi_{j0}[n]$.

La reconstrucción de la señal puede ser efectuada a partir de la reconstrucción, de forma independiente, de cada una de los detalles y de la aproximación mediante una expresión similar a la dada en la ecuación (5.9).

La elección del mejor árbol suele basarse en algoritmos que minimizan alguna función que represente la entropía de la señal (Misiti et al., 2000) y que verifique alguna propiedad de tipo aditivo, aunque otros criterios han sido utilizados, como por ejemplo maximizar el nivel de señal-ruido, SNR (por ejemplo: Pazos et al., 2000; Galiana et al., 2000).

Como ya se indicó, si la wavelet es ortonormal, el nuevo conjunto de funciones “ $\{\psi_j^p, \phi_M^0\}$ ” $M \leq J, 0 < j \leq J$ ” (para todos los nodos del árbol “(j,p)” elegido) forman una base de Z^N , y el análisis y la síntesis de la señal pueden ser interpretados como un cambio de base:

$$d_j^p[m] = \langle a_0[n], \psi_j^p[n - 2^j m] \rangle \quad a_M^0[m] = \langle a_0[n], \phi_M^0[n - 2^M m] \rangle$$

$$a_0[n] = \underbrace{\sum_{(j,p)} \sum_{m=0}^{N/2^j-1} d_j^p[m] \psi_j^p[n - 2^j m]}_{Q_j^p} + \underbrace{\sum_{m=0}^{N/2^M-1} a_M^0[m] \phi_M^0[n - 2^M m]}_{P_M^0} \quad (5.11)$$

El análisis multiresolución no es más que considerar la señal descompuesta en suma de los vectores “ Q_j^p ” y “ P_M^0 ”. Cada uno de estos vectores puede ser considerado como la salida de haber aplicado un banco de filtros lineales, paso banda, que cubren la totalidad del espectro y que presentan la particularidad de que la suma todas las salidas es la perfecta reconstrucción de la señal.

5.4. APLICACIÓN A LOS REGISTROS SISMICOS.

En el análisis de las señales sísmicas pueden interesarnos muchas diferentes características en función de las propiedades que deseemos estudiar. Así, por ejemplo, si queremos datar las diversas llegadas de las ondas, la elección de la representación euclídea presenta la mayor resolución temporal.

Para el análisis de las características espectrales se utiliza la transformada de Fourier, si bien hay que señalar que ésta suele efectuarse sobre una ventana de pequeña duración, normalmente para analizar un determinado tren de ondas. Bakun y Jonson (1970) utilizan el espectro para discriminar explosiones de sismos naturales. Caton (1998) analiza el factor de escala para obtener amplitudes del espectro de Fourier correctas. Solomon (1994) estudia el nivel señal ruido y la distorsión armónica de trenes de onda mediante la DFT en función del tamaño de la ventana utilizada.

El análisis de características no estacionarias puede ser efectuado mediante la STFT. Rogers y Stephens (1995) la utilizan para efectuar medidas de amplitud espectral en tiempo real sobre señales volcánicas, Margheriti et al. (2000) la utilizan para el estudio de efectos de sitio, Ibáñez et al. (2000) para clasificar diferentes eventos volcánicos.

En las últimas décadas la transformada wavelet ha sido desarrollada ampliamente, siendo aplicada a numerosos campos, como por ejemplo: Saito y Coifman (1997) la aplican para extraer información geológica de los registros de perfiles acústicos, Freedon y Schneider (1998) para la determinación del campo gravitatorio de la tierra, Liu et al. (1998) aplican una nueva familia ortonormal de wavelets sobre datos geodésicos, Machu et al. (1999) en su estudio sobre la concentración de la clorofila en Sudáfrica, Zheng et al. (1999) para procesar imágenes digitales, Gibert et al (1998) la aplican al análisis de la variación del eje de rotación de la Tierra.

En el campo de la sismología la transformada Wavelet presenta numerosas aplicaciones. Yomogida (1994) la utiliza para detectar fases sísmicas anómalas en los registros del terremoto de La Unión (México) de 1985. Lilly y Park (1995) la utilizan para estimar el espectro de procesos no estacionarios, particularmente sobre registros sísmicos. Gao et al. (1999) la utilizan para extraer la amplitud, fase y frecuencia instantánea de forma precisa. Tibuleac y Herrin (1999), entre otros, la utilizan en sus algoritmos de picking.

En la figura 5.10 se muestra un sismo local sintético y la descomposición del plano tiempo-frecuencia en las diversas representaciones. Para mayor claridad en cada caja de Heisenberg se representa la energía en decibelios de cada uno de los coeficientes en lugar de su módulo.

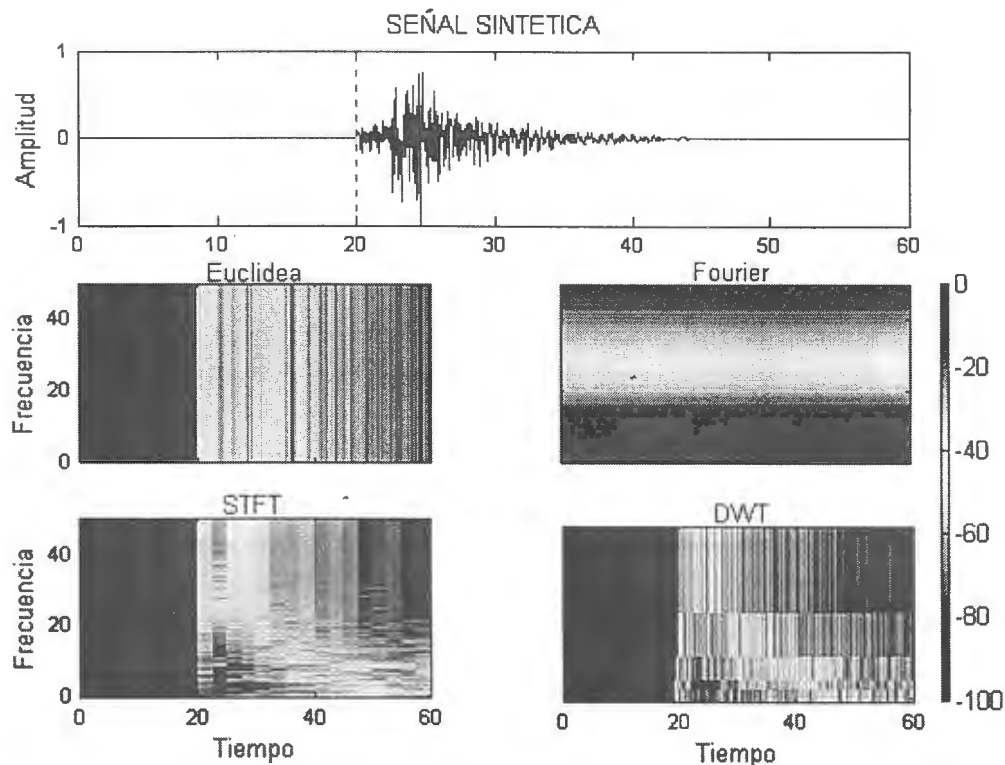


Figura 5. 10.- Sismo sintético con llegada en el segundo 20 y una frecuencia de muestreo de 100 Hz. y la descomposición del plano tiempo-frecuencia para las diversas representaciones. En la transformada STFT se ha utilizado una ventana rectangular de 2.5 segundos de duración y sin solapar. Para la descomposición DWT se ha elegido la base de "Daubechies" de orden 4.

Como puede observarse, la representación que presenta el menor número de coeficientes significativos es la DWT, donde la energía de la señal se concentra en torno a una ventana que se extiende de 20 a 30 segundos.

En la representación STFT, la energía se concentra un intervalo algo mayor. Tanto la resolución en frecuencia como la localización temporal dependen ampliamente de la duración y tipo de ventana elegida.

La DWT, según la descomposición wavelet, presenta una gran resolución temporal a altas frecuencias, donde el ancho de banda de cada coeficiente es grande. La descomposición del plano tiempo-frecuencia puede mejorar utilizando las "wavelet packets" de forma que el árbol utilizado maximice la concentración de energía de la señal analizada.

5.5. BIBLIOGRAFIA.

Anant, K.S.; y Dowla, F.U. (1997). "Wavelet Transform Methods for Phase Identification in Three-Component Seismograms". BSSA, Vol. 87, N° 6, 1598-1612.

Baku, W.H.; y Jonson, L.R. (1970). "Short Period Spectral Discriminants for Explosions". Geophys. J. R. astr. Soc., Vol. 22, 139-152.

Caton, P.W. (1998). "Short Note. Appropriate FFT spectral scales". Geophysics, Vol. 63, N° 2, 648-651.

Daubechies, I. (1987). "Orthonormal Bases of Wavelets with finite support-Connecton with Discrete Filters". Wavelets Time-Frequency methods and phase space. Proceedings of the International conference, Marseille, France. 39-66.

Fedorenko, Y.V.; y Husebye, E.S. (1999). "First breaks –automatic phase pickings of P- and S-onsets in seismic records". Geophysical Research Letters, Vol. 26, N° 21, 3249-3252.

Flandrin, P. (1987). "Some aspects of Non-Stationary signal processing with emphasis on time-Frequency and Time-Scale methods". Wavelets Time-Frequency methods and phase space. Proceedings of the International conference, Marseille, France. 68-98.

Frazier, M. (1997). "An introduction to wavelet through linear algebra". Dpto. Of Mathematics. Michigan State University.

Freedden, W.; y Schneidern, F. (1998). "An integrated wavelet concept of physical geodesy". Journal of Geodesy, Vol. 72, 259-281.

Galiana, J.J.; Rosa, J.; Jáuregui, P.; Giner, J.; y Botella, F. (2000). "Deconvolución y filtrado mediante Wavelet Packet de Sismogramas de Periodo Corto". 2ª Asamblea Hispano Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Lagos (Algarbe, Portugal).

Gao, J.; Dong, X.; Wang, W.B.; Li, Y.; y Pan, C. (1999). "Instantaneous Parameters Extraction via Wavelet Transform". IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 31, N° 2, 867-870.

Gibert, D.; Holschneider, M.; y Le Mouél, J.L. (1998). "Wavelet analysis of the Chandler wobble". Journal of Geophysical Research, Vol. 103, N° B11, 27069-27089.

Grossmann, A.; Kronland-Martinet, R.; y Morlet, J. (1987). "Reading and understanding continuous Wavelet Transforms". Wavelets Time-Frequency methods and phase space. Proceedings of the International conference, Marseille, France. 2-20.

Hernando Rábanos, J.M. (1982) "Teoría de la comunicación". Vol. I. E.T.S. Ingenieros de Telecomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid, Madrid.

Ibáñez, J.M.; Del Pezzo, E.; Almendros, J.; La Rocca, M.; Alguacil, G.; Ortiz, R.; y García, A. (2000). "Seismovolcanic signals at Deception Island volcano, Antártica: Wave field análisis and source modeling". Journal of Geophysical Research, Vol. 105, N° B6, 13.905-13931.

Liu, L.T.; Hsu, H.T.; y Gao, B.X. (1998). "A new family of orthonormal wavelet bases". Journal of Geodesy, Vol. 72, 294-303.

Lilly, J.M.; y Park, J. (1995). "Multivavelet spectral and polarization analyses of seismic records". Geophys. J. Int., Vol. 122, 1001-1021.

Machu, E.; Ferret, B.; y Garçon, V. (1999). "Phytoplankton pigment distribution from SeaWiFS data in subtropical convergence zone south of Africa: a wavelet análisis". Geophysical Research Letters, Vol. 26, N° 10, 1469-1472.

Mallat, S. (1998). "A wavelet tour of signal processing". Academic Press, San Diego, USA.

Margheriti, L.; Azzara, R.M.; Cocco, M.; Delladio, A.; y Nardi, A. (2000). "Análisis of borehole Broadband recordings: Test site in the Po Basis, Northern Italy". BSSA, Vol. 90, N° 6, 1454-1463.

Meyer, Y. (1987). "Orthonormal Wavelets". Wavelets Time-Frequency methods and phase space. Proceedings of the International conference, Marseille, France. 21-37.

Misiti, M.; Misiti, Y.; Oppenheim, G.; and Poggi, J.M. (2000). "Wavelet Toolbox for use with MATLAB". User's guide version 2. The Math Works, Inc. USA.

Papoulis, A. (1986). "Sistemas Digitales y Analógicos, Transformadas de Fourier, Estimación espectral". Marcombo, Boixareu Editores, Barcelona.

Pazos, A.; González, M.J.; y Martín Davila, J. (1998). "Transformadas wavelets: aplicación a la red del Observatorio y red del Estrecho". Jornadas científicas "100 años de Observaciones seismológicas en San Fernando. 1898-1998". Boletín ROA N° 5/99, Edita Ministerio de Defensa, Secretaría General Técnica. San Fernando 1999.

Pazos, A.; González, M.J.; y Alguacil, G. (2000). "Filtrado no lineal, utilizando la transformada Wavelet, de los registros sísmicos de la Red de Corto Periodo del Real Observatorio de la Armada en San Fernando". 2ª Asamblea Hispano Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Lagos (Algarbe, Portugal).

Rogers, J.A.; Stephens, C.D. (1995). "SSAM: Real-time seismic spectral amplitude measurement on a PC and its application to volcano monitoring". BSSA, Vol. 85, N° 2, 632-639.

Saito, N.; y Coifman, R.R. (1997). "Extraction of geological information from acoustic well-logging waveforms using time-frequency wavelets". Geophysics, Vol. 62, N° 6, 1921-1930.

Scherbaum, F. (1996). "Of poles and zeros. Fundamentals of digital seismology". Kluwer academic publishers. Netherlands.

Solomon, Otis M. (1994). "The use of DFT Windows in signal-to-noise ratio and harmonic distortion computations. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 43, N° 2, 194-199.

Tibuleac, I.M.; y Herrin, E.T. (1999). "An automatic method for determination of Lg arrival times using wavelet transforms". Seismological Research Letters, Vol. 70, N° 5, 577-595.

Yomogida, K. (1994). "Detection of anomalous seismic phases by the wavelet transform". Geophys. J. Int., Vol. 116, 119-130.

Zheng, L.; Chan, A.K.; Liu, S.; Schmitt, W.; y Holyer, R. (1999). "Directional clutter removal of aerial digital images using X-ray wavelet transform and Markov random field". IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 37, N° 5, 2181-2191.

CAPITULO 6
TÉCNICAS DE FILTRADO DIGITAL.

6.1. Introducción.	136
6.2. Filtros lineales.	136
6.2.1. Filtros IIR clásicos.	138
6.2.2. Filtros FIR.	143
6.2.3. Filtros lineales con wavelets.	145
6.2.4. Filtros ecualizadores: ampliación del ancho de banda.	147
6.2.5. Filtrado de ruidos periódicos.	149
6.3. Filtros no lineales con wavelets.	150
6.3.1. Hard y Softthreshold.	151
6.3.2. Método de estructuras coherentes.	152
6.3.3. Estructuras coherentes por niveles.	153
6.4. Reducción de “ <i>spikes</i> ”.	155
6.5. Comparación y resultados.	156
6.6. Bibliografía.	165

6.1. INTRODUCCION.

Como cualquier proceso en la Naturaleza, los registros sísmicos están afectados por ruido, debido principalmente a fuentes naturales (viento, corrientes de agua, mareas, etc) o a fuentes artificiales (tráfico, industria, etc). El ruido está siempre presente aunque algunas veces sea despreciable en comparación con la señal sísmica.

Por otro lado, ruidos transitorios y de muy corta duración, ‘spikes’, pueden contaminar el registro. Son causados principalmente por la transmisión de datos analógicos vía radio, aunque también pueden encontrarse en sistemas digitales.

El ruido varía con el tiempo, la estación del año y es diferente en cada estación sísmica, por lo que es muy difícil construir un modelo matemático que lo represente, p.e., Bormann et al (1997) comparan el ruido de varias estaciones de la red sísmica regional de Alemania (GRSN), Cesca (2001) estudia la variabilidad del ruido de la estación SFUC de la red VBB ROA/UCM/GEOFON.

Uno de los objetivos del procesado de datos sísmicos es la separación, en la medida de lo posible, de la señal y ruido. Todos los programas de procesado de señales incluyen la aplicación de diversos filtros digitales (paso alta, paso banda y paso baja, normalmente no incluyen filtros de rechazo de banda), bien de forma automática, bien a juicio del analista.

Los filtros lineales tratan de minimizar el efecto del ruido, pero reducen el ancho de banda de la señal. Estos métodos se basan en la transformada de Fourier, por tanto, cualquier perturbación en uno de sus coeficientes afecta a la totalidad del registro.

Las propiedades de localización de la transformada wavelet (capítulo 5) permiten el diseño de filtros tanto lineales como no lineales, donde la modificación de alguno de los coeficientes sólo afecta a la ventana temporal que lo soporta (Pazos et al., 2000).

6.2. FILTROS LINEALES.

Cualquier filtro digital linear y causal presenta una función de transferencia, en el dominio de la transformada “z”, dada por la ecuación (3.7) y cuya ecuación de diferencias viene dada por la ecuación (3.8). Ambas ecuaciones las reunimos en la siguiente ecuación:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{j=0}^M b_j z^{-j}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (6.1)$$
$$y[n] = \sum_{j=0}^M b_j \cdot x[n-j] - \sum_{k=1}^N a_k \cdot y[n-k]$$

donde “ $z = e^{i2\pi f / f_m}$ ”, siendo f_m la frecuencia de muestreo.

Si existe algún coeficiente “ a_k ” no nulo, el filtro se encuentra realimentado y su respuesta impulsiva es infinita (filtro IIR), mientras que si todos los coeficientes “ a_k ” son nulos, la ecuación de diferencias queda reducida al primer sumatorio, la salida sólo

dependerá de las “M+1” últimas muestras de la entrada, y su respuesta impulsiva será finita (filtros FIR).

Los filtros FIR son siempre estables y no recursivos, mientras que los IIR pueden presentar inestabilidades debido a la realimentación (recursividad).

Scherbaum (1996) señala que el diseño de filtros puede realizarse directamente los polos y ceros en el plano complejo “Z”, analizando las propiedades asociadas a su ubicación para conseguir la respuesta deseada.

La forma tradicional de diseño de filtros digitales involucra la transformación de un filtro analógico a uno digital que verifique las especificaciones deseadas. En la figura 6.1 se muestra un esquema de la relación entre un filtro analógico paso bajo y su aproximación digital.

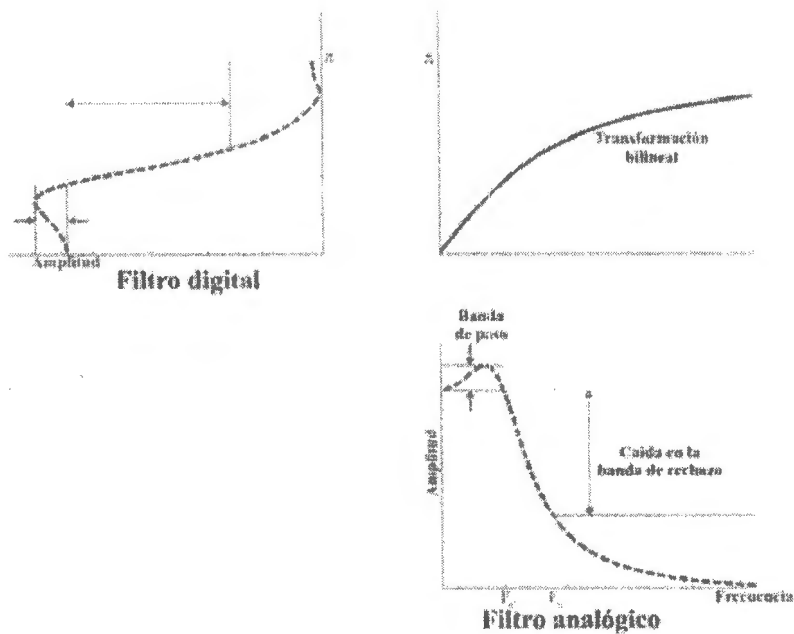


Figura 6. 1 Relación entre las características de un filtro paso-bajo analógico y su correspondiente digital utilizando la transformación bilineal.

La transformación de un filtro analógico a digital se efectúa comúnmente por el método de la invarianza del impulso o bien mediante la transformación bilineal, basándose el primero en el muestreo de la respuesta impulsiva, mientras que el segundo aplica la siguiente ecuación para transformar la función de transferencia analógica, “H(s)”, al plano discreto, “H(z)”:

$$s = 2f_m \frac{z-1}{z+1} \quad (6.2)$$

siendo “f_m” la frecuencia de muestreo.

Ambos métodos obtienen filtros digitales que se aproximan al original analógico. La aplicación directa de la relación entre ambas transformadas, $z = e^{sT}$, es poco práctica, ya que se obtendrían relaciones trascendentales (Plesinger et al, 1996).

Debe observarse que los filtros digitales presentan una respuesta espectral periódica, por lo que antes de efectuar la transformación de un filtro analógico paso-alto o de supresión de banda debemos ser cuidadosos para que no se produzca el efecto de contaminación (*aliasing*).

Una forma de evitar este inconveniente es diseñar siempre filtros digitales paso bajo y posteriormente transformar la frecuencia utilizando las ecuaciones mostradas en la siguiente tabla (Oppenheim y Schaffer, 1975):

Tipo de filtro	Transformación	Formulas de diseño
Paso-bajo	$z^{-1} = \frac{Z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha Z^{-1}}$	$\alpha = \frac{\sin(\frac{\theta_p - \omega_p}{2})}{\sin(\frac{\theta_p + \omega_p}{2})}$
Paso-alto	$\frac{Z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha Z^{-1}}$	$\alpha = -\frac{\cos(\frac{\theta_p + \omega_p}{2})}{\cos(\frac{\omega_p - \theta_p}{2})}$
Paso-banda	$\frac{Z^{-2} - \frac{2\alpha k}{k+1} Z^{-1} + \frac{k-1}{k+1}}{\frac{k-1}{k+1} Z^{-2} - \frac{2\alpha k}{k+1} Z^{-1} + 1}$	$\alpha = \frac{\cos(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2})}{\cos(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2})} \quad k = \cot(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}) \cdot \tan(\frac{\theta_p}{2})$
Supresor de banda	$\frac{Z^{-2} - \frac{2\alpha}{k+1} Z^{-1} + \frac{1-k}{k+1}}{\frac{1-k}{k+1} Z^{-2} - \frac{2\alpha}{k+1} Z^{-1} + 1}$	$\alpha = \frac{\cos(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2})}{\cos(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2})} \quad k = \tan(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}) \cdot \tan(\frac{\theta_p}{2})$

Tabla 6. I.- Transformaciones de un prototipo de filtro digital paso-bajo con una frecuencia de corte " θ_p ", donde " ω_p " representa la nueva frecuencia de corte deseada, y " ω_2 " y " ω_1 " las frecuencias de corte alta y baja, respectivamente. " Z " es la variable compleja del nuevo sistema, mientras que " z " es la correspondiente al sistema original.

6.2.1. FILTROS IIR CLÁSICOS.

Los sistemas de registro analógicos tradicionales suelen disponer de una batería de filtros, tanto paso-bajo como paso-alto, con diversas frecuencias de corte prefijadas (Alguacil, 1986), de forma que combinándolos adecuadamente se pueda sintetizar cualquier tipo.

Los sistemas de procesamiento de señales suelen implementar filtros IIR equivalentes a los utilizados en los sistemas analógicos, aunque incorporan además nuevas técnicas de filtrado.

Nosotros revisaremos los principales filtros IIR, más comúnmente utilizados, indicando en cada caso sus principales características. Aunque los filtros son descritos en el dominio de la transformada de Laplace (analógico) su conversión al dominio digital puede realizarse fácilmente mediante la transformación bilineal (ecuación (6.2)) y la posterior transformación en frecuencia siguiendo la tabla 6.I.

Para poder comparar las características, normalizaremos la ganancia a la unidad, la frecuencia de corte (digital) a 0.5Hz, y supondremos una frecuencia de muestreo de 2 Hz.

- **FILTRO BUTTERWORTH.**

Los filtros Butterworth se definen por la propiedad de que su respuesta en amplitud es máximamente plana. El cuadrado de la magnitud del filtro analógico paso bajo tiene la siguiente forma:

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + (s/j\omega_c)^{2N}} \quad (6.3)$$

siendo “ ω_c ” la frecuencia angular de corte, y “N” el orden del filtro.

Cuanto mayor es el orden la respuesta es más abrupta y permanece más próxima a la unidad en la banda de paso.

En la figura 6.2 se muestra la respuesta en frecuencia de varios filtros Butterworth digitales paso-bajo.

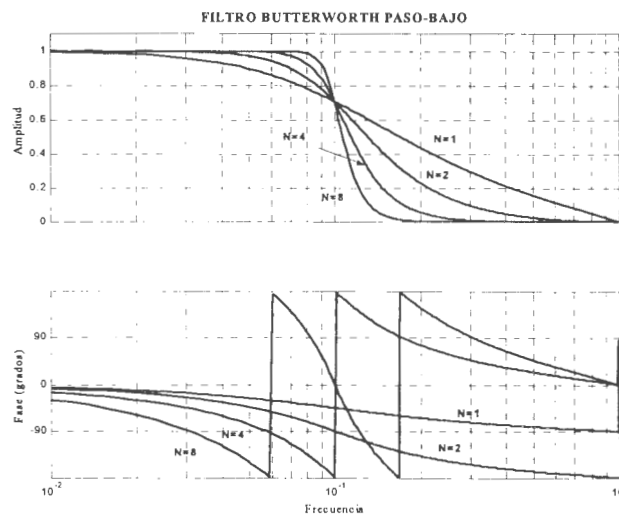


Figura 6. 2.- Respuesta en frecuencia de filtros Butterworth digitales paso-bajo de orden 1, 2, 4 y 8.

- **FILTRO CHEBYSHEV.**

Los filtros Chebyshev, también llamados de igual rizado, permiten tener igual rizado en toda la banda de paso (tipo I) o de rechazo (tipo II).

Para el primer caso, el rizado se mantiene dentro de los márgenes especificados en la banda de paso, mientras que presenta máxima planitud en la banda de rechazo. El cuadrado de la magnitud viene dado por la siguiente ecuación:

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot C_N^2(s/j\omega_c)} \quad (6.4)$$

donde “ $C_N(x)$ ” es el polinomio de Chebyshev de orden N, y el rizado viene dado por “ $1 - \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ ”.

En la figura 6.3 se muestran las respuestas en frecuencias de varios filtros de Chebyshev tipo I, con un factor de rizado de 1 decibelio.

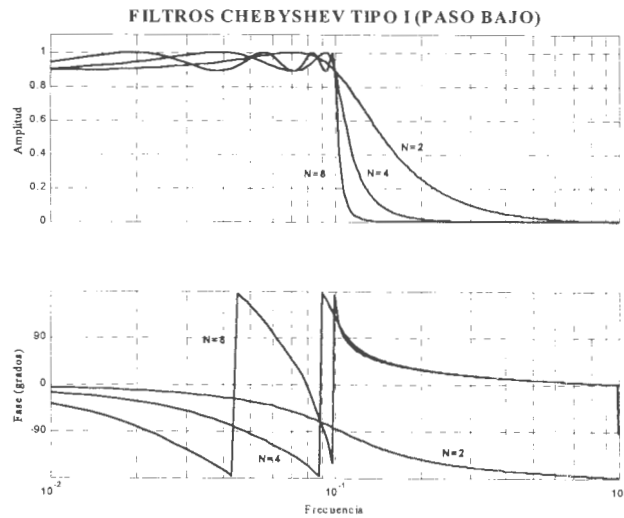


Figura 6. 3.- Respuesta en frecuencia de los filtros de Chebyshev tipo I, con un rizado de 1 dB, para los órdenes 2, 4 y 8.

El tipo II, permite el rizado en la banda de rechazo, mientras mantiene la máxima planitud la banda de paso. En la figura 6.4 se muestran varios ejemplos de este tipo para los mismos órdenes que en el caso anterior pero con un rizado en la banda de rechazo de 10 dB's por debajo de la banda de paso.

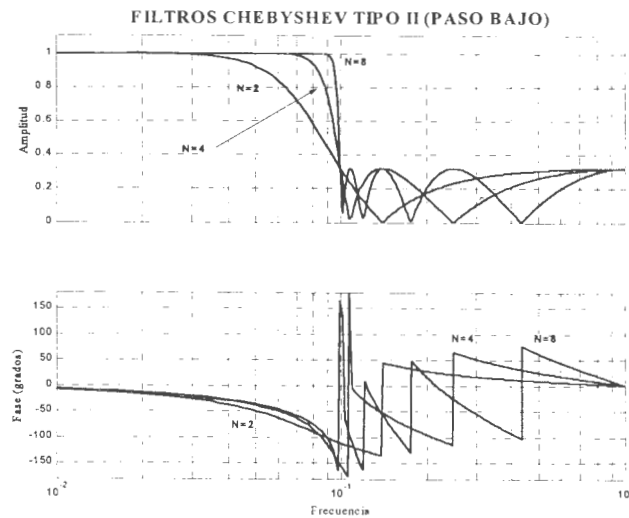


Figura 6. 4.- Respuesta en frecuencia de los filtros de Chebyshev tipo II, con un rizado en la banda de rechazo de 10 dB's por debajo de la banda de paso, y para los órdenes 2, 4 y 8.

Los filtros tipo II no se aproximan a cero tan rápidamente como los tipo I, pero presentan la ventaja de que la banda de paso es plana.

Los filtros Chebyshev, tanto del tipo I como del II, presentan una transición más abrupta que los Butterworth, pero su respuesta transitoria es peor (Kuo, 1966).

- **FILTRO ELIPTICO.**

Los filtros elípticos presentan rizado tanto en la banda de paso como en la de rechazo, obteniendo un corte más abrupto que en los casos anteriores, y por tanto, mayor selectividad:

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 U_N^2(s/j\omega_c)} \quad (6.5)$$

donde “ $U_N(x)$ ” es el jacobiano de la función elíptica.

En la figura 6.5 se muestran estos filtros para los órdenes 2 y 4, con un rizado de 1 dB en la banda de paso y una caída de 10 dB's hasta la banda de rechazo (el filtro correspondiente al orden 8 se ha omitido por ser prácticamente igual al de orden 4).

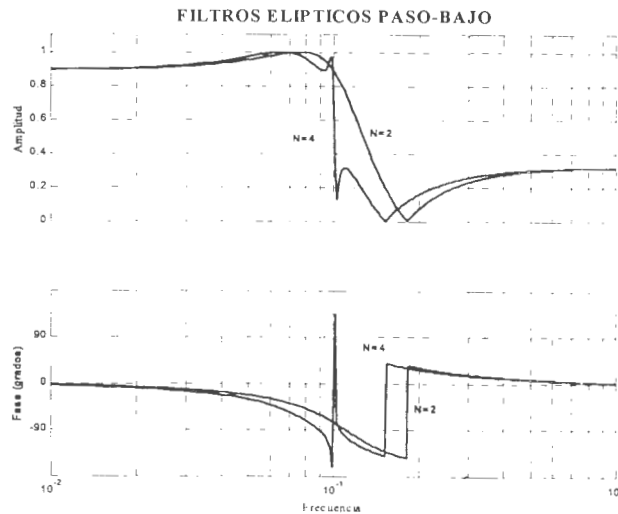


Figura 6. 5.- Respuesta en frecuencia de los filtros elípticos con un rizado en la banda de paso de 1 dB y una caída de 10 dB's en la banda de rechazo, y para los órdenes 2 y 4.

- **FILTRO BESSEL.**

Los filtros Bessel maximizan la linealidad de la fase y vienen dados por la siguiente ecuación:

$$H(s) = \frac{1}{B_N(s/j\omega_c)} \quad (6.6)$$

donde “ $B_N(x)$ ” son los polinomios de Bessel.

En la figura 6.6 se muestran los filtros de Bessel de orden 2, 4 y 8.

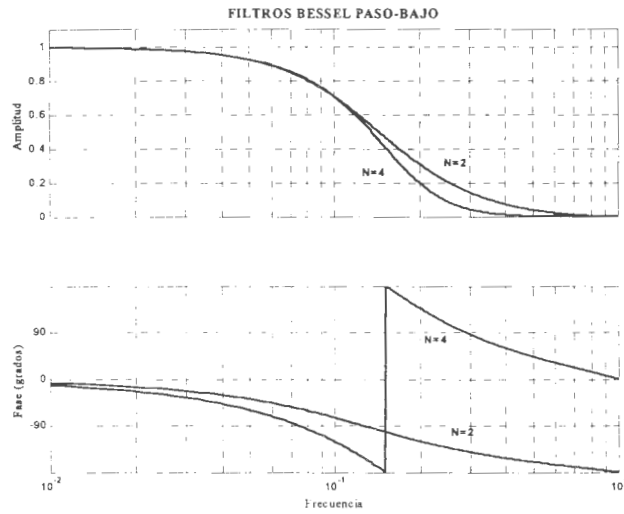


Figura 6. 6.- Respuesta en frecuencia de los filtros Bessel paso-bajo de orden 2 y 4.

El retardo de grupo de un filtro es una medida del retardo promedio en función de la frecuencia. Se define como la opuesta a la primera derivada de la respuesta en fase del filtro, según la siguiente ecuación:

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (6.7)$$

donde “ $\varphi(\omega)$ ” es la fase de la respuesta en frecuencia del filtro.

Un sistema de fase lineal no presenta distorsión en fase en la salida, y su retardo de grupo será constante.

De todos los filtros analizados los Bessel presentan la máxima linealidad de la fase. En la figura 6.7 se comparan los retardos de grupo producidos por cada tipo de filtro, en el caso de orden 2.

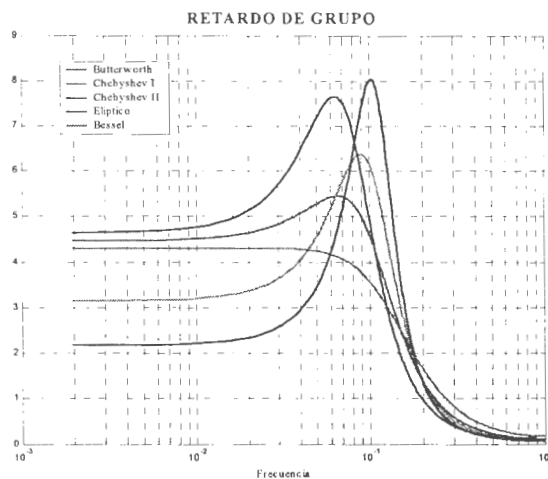


Figura 6. 7.- Retardo de grupo de los diversos filtros analizados de orden 2.

Una discusión más detallada de todos los filtros analizados, la localización de sus polos y ceros, y toda la teoría referente a las transformaciones mencionadas, (tanto del plano “s” al “z”, como las transformaciones en frecuencia señaladas en la tabla 6.1) puede encontrarse en diversa bibliografía, destacando entre otras las explicaciones dadas por Kuo (1966) y Oppenheim y Schaffer (1975).

6.2.2. FILTROS FIR.

El filtro ideal es aquel que tiene una ganancia constante en la banda de paso y nula en la de rechazo, manteniendo la fase lineal. Hemos visto diversos filtros clásicos IIR que tratan de aproximarse al filtro ideal, maximizando algún tipo de característica.

Los filtros FIR, además de las ventajas indicadas en el punto 6.2, pueden diseñarse fácilmente para obtener, de forma cuasi-exacta, la respuesta deseada.

Para los filtros FIR causales, todos los coeficientes “ a_k ” de las ecuaciones generales (6.1) son nulos:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{j=0}^{N-1} b_j z^{-j} \quad y[n] = \sum_{j=0}^{N-1} b_j \cdot x[n-j] \quad (6.8)$$

La principal ventaja sobre los filtros IIR es que pueden diseñarse con fase exactamente lineal, basta que cumpla la siguiente condición:

$$b[n] = b[N-1-n] \quad (6.9)$$

La ecuación anterior representa la condición necesaria y suficiente para que un filtro tenga fase lineal, por lo que únicamente los filtros FIR pueden tener fase lineal (Oppenheim y Schaffer, 1975). Además, implica un retardo de “ $(N-1)/2$ ” muestras, correspondiendo a un número de muestras entero si “ N ” es impar.

Los filtros FIR “acausales” responden a la ecuación (3.9) y son utilizados por muchos sistemas de adquisición como filtros *antialiasing*, produciendo artefactos precusores. Su estudio y eliminación es discutido por Scherbaum (1996 y 1997 [1] y [2]), y por Scherbaum y Bouin (1997), y no serán tratados en esta tesis.

• DISEÑO DE FILTROS FIR UTILIZANDO VENTANAS.

La forma más sencilla de diseñar un filtro FIR es por truncamiento del muestreo de la respuesta impulsiva deseada:

$$b(n) = h_d(n) \cdot w(n) \quad (6.10)$$

donde “ $h_d(n)$ ” es la respuesta impulsiva muestreada, y “ $w(n)$ ” la ventana de duración “ N ”.

Hay que observar que al truncar la respuesta impulsiva se producirá el fenómeno de Gibbs, de igual forma que se observa al truncar una serie de Fourier.

Cuanto menor duración tenga la ventana menor será el número de coeficientes del filtro (más rapidez de cálculo), pero más notable será el fenómeno de Gibbs.

En la figura 6.8 se muestra el efecto del tamaño una ventana rectangular en el diseño de un filtro FIR simétrico de fase lineal por truncamiento de la respuesta impulsiva de un filtro ideal (función sinc).

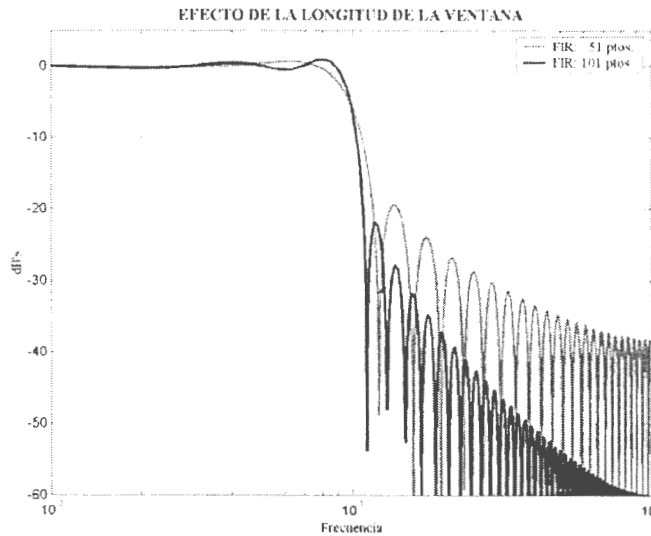


Figura 6. 8.- Efecto de la longitud de la ventan en el diseño de un filtro FIR simétrico de fase lineal por truncamiento de la respuesta impulsiva. Debe observarse que el retardo es diferente para cada filtro, siendo de 25 muestras para el FIR de 51 muestras y de 50 para el de 101.

El fenómeno de Gibbs puede reducirse utilizando otro tipo de ventana, no rectangular, cuyos bordes sean menos abruptos, como las ampliamente conocidas de Bartlett, Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser, etc. En la figura 6.9 se muestra el efecto de la elección del tipo de ventana, “w”, de la ecuación (6.10).

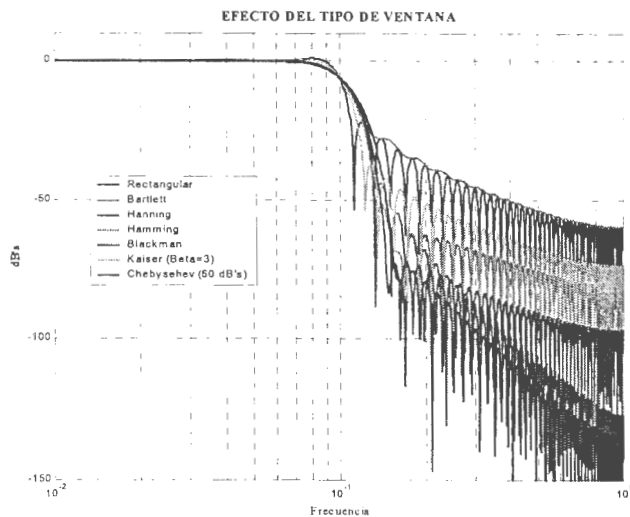


Figura 6. 9.- Efecto del tipo de ventana elegido en la ecuación (6.10) sobre el diseño de un filtro FIR lineal simétrico de 101 muestras.

• **DISEÑO DE FILTROS FIR MUESTREANDO EN FRECUENCIA.**

Además del diseño por truncamiento de la respuesta impulsiva, podemos diseñar el filtro FIR directamente por muestreo de la respuesta en frecuencia deseada:

$$\begin{aligned} \tilde{H}(k) &= H_d(e^{j\frac{2\pi}{N}k}) & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ h(n) &= \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{H}(k) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0 & \text{en los demás casos} \end{cases} \end{aligned} \quad (6.11)$$

donde “ $\tilde{H}(k)$ ” representa la muestra “k” de la respuesta en frecuencia del filtro deseado “ H_d ”, y “ $h(n)$ ” la respuesta impulsiva.

En la figura 6.10 se muestra el diseño de un filtro FIR de fase lineal por muestreo en frecuencia, además se indica la respuesta real del filtro diseñado.

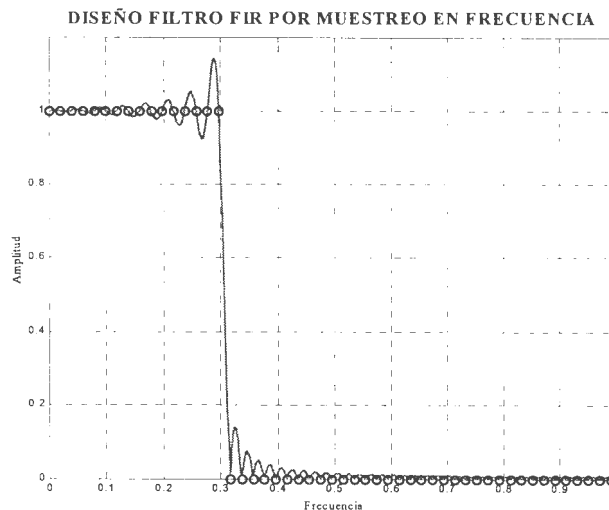


Figura 6. 10.- Diseño de un filtro FIR lineal paso bajo, con un muestreo en frecuencia de 101 puntos (La fase no es mostrada en la figura). En gris se muestra la respuesta real del filtro diseñado.

Como podemos observar en la figura, la respuesta real del filtro presenta oscilaciones debidas al filtro interpolador (Oppenheim y Schaffer, 1975), que se pueden suavizar si admitimos una o más muestras de transición de valor intermedio (entre 0 y 1), mejorando además la atenuación de los lóbulos que aparecen en la banda de rechazo, aunque se aumenta el ancho de la banda de transición.

6.2.3. FILTROS LINEALES CON WAVELETS.

En el capítulo anterior hemos señalado como una señal puede ser descompuesta, utilizando la DWT, como suma de detalles y una aproximación (ecuación 5.9). Cada sumando representa la salida de un filtro FIR cuya banda de paso dependerá del nivel en el que nos encontremos (paso-alto para Q_1 , paso banda para Q_j con $j=2, \dots, J$, y paso-bajo para P_1), pero la forma de su respuesta en frecuencia varía en función de la base wavelet que se elija.

Una forma sencilla de filtro lineal se obtiene al eliminar uno o más sumandos de la mencionada ecuación. Por ejemplo, Oliva (1998) utilizó este procedimiento para el filtrado de señales sísmicas. Las bandas de frecuencia para cada sumando vienen determinadas por las propiedades de descomposición del plano tiempo-frecuencia de la descomposición wavelet (figura 5.8) y sólo dependen del nivel elegido.

Otra estrategia se basa en la descomposición en el mejor árbol (wavelet packets), haciendo máximo algún criterio (máxima entropía o máxima SNR). Nuevamente la señal puede entenderse como suma de varias señales filtradas (análisis multirresolución, ecuación 5.11). La eliminación de alguno de los sumandos responde a un filtro lineal cuya banda de paso dependerá únicamente de los sumandos eliminados, y la forma de su respuesta de la base elegida. Este método ha sido utilizado por Galiana et al. (2000) para la deconvolución y filtrado de sismogramas de corto periodo de la red sísmica de Alicante.

En la figura 6.11 se muestra un ejemplo de filtrado del sismograma sintético de la figura 5.10 contaminado con ruido.

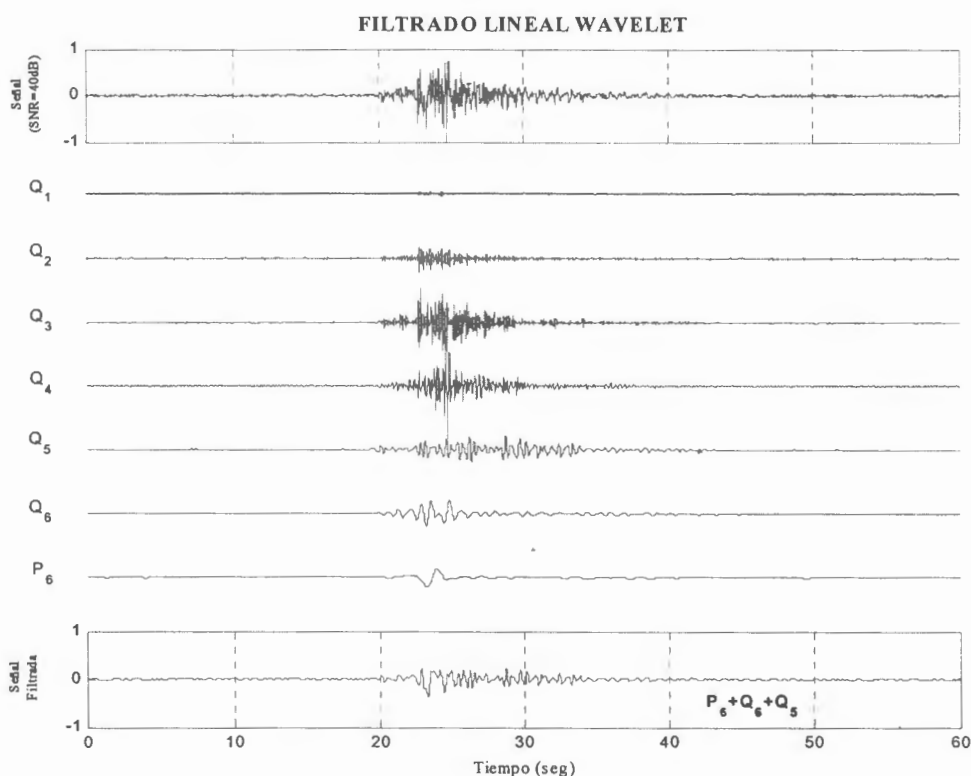


Figura 6. 11.- Filtrado de una señal con SNR de 40 decibelios (sismograma sintético de la figura 5.10 contaminado de ruido) por medio de la descomposición wavelet hasta nivel 6. La señal filtrada es la suma de los detalles correspondientes a los niveles 5 y 6, y de la aproximación al nivel 6.

El resultado, para este ejemplo, es un filtro paso-bajo con una frecuencia de corte aproximada de 3.125 Hz.

6.2.4. FILTROS ECUALIZADORES: AMPLIACIÓN DEL ANCHO DE BANDA.

En la figura 2.15 se mostró la ganancia adicional que se debía proveer el filtro de ecualización para el caso de un sistema con resistencia de carga (tanto para sistemas subamortiguados como sobreamortiguados) y con impedancia RC serie.

Daniel (1979), Stauber (1983), Prothero y Schaecher (1984) y Roberts (1989), entre otros, aplican filtros paso bajo de 2º orden en dos etapas para ecualizar sensores de 1 segundo de periodo propio.

Aunque cada uno aborda la ecualización de forma diferente, utilizando amplificadores operacionales realimentados, todos obtienen un sistema con polos y ceros reales, casi siempre dobles. Si se diseñan adecuadamente se puede cancelar el polo doble de un sistema con amortiguamiento crítico, o los polos reales de un sistema sobreamortiguado.

En sus diseños se incluye además un filtro paso alto de primer orden para eliminar el “offset” introducido por los amplificadores.

La ecualización analógica por medio de esta técnica presenta el inconveniente de que tanto los sistemas amortiguados críticamente, como los sobreamortiguados, reducen la ganancia efectiva, necesitando una mayor amplificación (ver ecuación 2.6). Por otro lado, al reforzar por amplificación electrónica la banda de menor frecuencia se reduce el rango dinámico del sensor en esa banda.

Aunque la exacta cancelación de polos y ceros es prácticamente imposible, la respuesta del sistema total será parecida a la deseada, ya que tanto ceros como polos se encontrarán muy próximos.

Los filtros ecualizadores analógicos presentan ganancias mayores que la unidad por lo que a menudo es necesario atenuar la señal en etapas intermedias, lo que puede enmascarar señales saturadas. En la figura 6.12 se muestra una simulación presentando este efecto, para un sistema con amortiguamiento crítico.

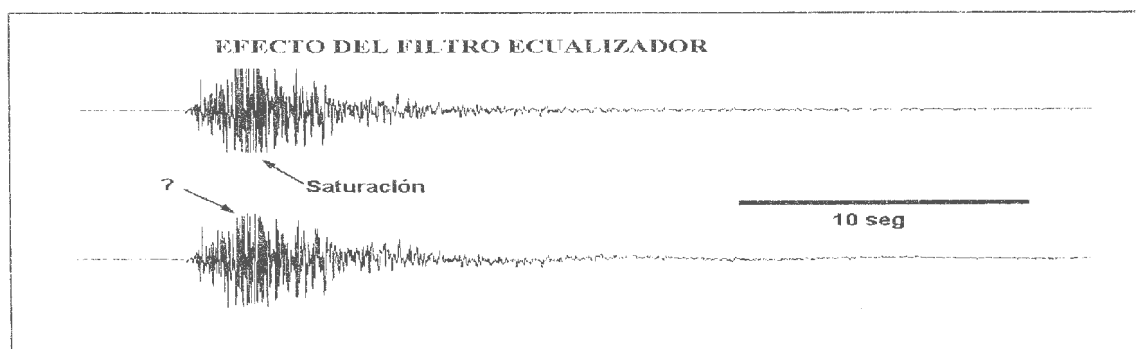


Figura 6. 12.- Enmascaramiento de una señal saturada por efecto del filtro ecualizador. En la parte superior se muestra el registro del sismo de Algodonales de 02/06/2001, Mb=2.3, para un sistema con amortiguamiento crítico, mientras en la inferior se ha simulado el mismo registro una vez ecualizado hasta 10 segundos.

Si el conversor A/D presenta gran rango dinámico, como el utilizado, es posible realizar el filtro de ecualización por software, evitando la reducción del rango dinámico electrónico debido a la necesidad de aumentar la amplificación.

Además, en nuestro caso, el diseño de un filtro ecualizador analógico sería engorroso y complicado, ya que debería proporcionar la cancelación del polo real, los complejo conjugados y el cero real no nulo, e introducir únicamente dos polos complejo conjugados, de forma que el sistema resultante fuese de segundo orden (ecuación 2.6) con amortiguamiento efectivo de 0.707 y frecuencia propia de 0.1 Hz (la discusión de la elección de estos valores se realizó en el capítulo 2).

Ya que el filtro de ecualización debería encontrarse en cascada con el sistema, su función de transferencia viene dada por:

$$H_r = \frac{-G_e(s+z_1)s^2}{(s+p_1)(s^2+2w_e\xi_e s+w_e^2)} \quad H_d = \frac{-G_e s^2}{s^2+2w_d\xi_d s+w_d^2}$$

$$H_{ec} \cdot H_r = H_d \Rightarrow H_{ec} = \frac{H_d}{H_r} \quad (6.12)$$

$$H_{ec} = \frac{(s+p_1)(s^2+2w_e\xi_e s+w_e^2)}{(s+z_1)(s^2+2w_d\xi_d s+w_d^2)}$$

donde “H_r” es la respuesta del sistema con impedancia RC serie (con dos polos complejo conjugados y uno real, y un ceros real no nulo), y “H_d” es la respuesta del sistema de segundo orden deseado.

Ya hemos mencionado en el capítulo 3, que el sistema grabará el canal de 125 mps por disparo, mientras que el correspondiente a 20 Hz (tras la oportuna decimación) se grabará en continuo. Por ello, hemos diseñado un filtro IIR de ecualización de 4º orden (en la tabla 6.II se dan los coeficientes), que se ajusta a la ecuación (6.12), y suponiendo una frecuencia de muestreo de 20 mps.

	0	1	2	3	4
b _i	1.1147	-1.1529	-0.5837	0.8067	-0.1105
a _i	1.000	-1.3433	-0.4103	0.9026	-0.1477

Tabla 6. II.- Coeficientes del filtro IIR de ecualización, la nomenclatura utilizada se refiere a la ecuación (6.1).

Debe tenerse presente que este filtro presenta una amplificación de aproximadamente 35 decibelios en continua por lo que previamente debe ser aplicado un filtro paso alto que elimine el descentrado (*offset*) de la señal.

En cuanto al rango dinámico, debemos señalar que permanece inalterado ya que la respuesta analógica no se modificada. Conviene recordar únicamente que, al cargar el sistema con una impedancia RC serie, la ganancia del sistema a bajas frecuencias se ve incrementada en el orden de 5 dB respecto a los sistemas clásicos con resistencia de carga. Al aplicar el filtro ecualizador digital sobre el canal de 20 mps, la resolución se incrementa ligeramente debido al efecto de sobremuestreo, ya que el factor de decimación es de 6.25.

En la figura 6.13 se muestra su respuesta en frecuencia, su respuesta impulsiva y la ubicación de los polos y ceros en el plano “z”.

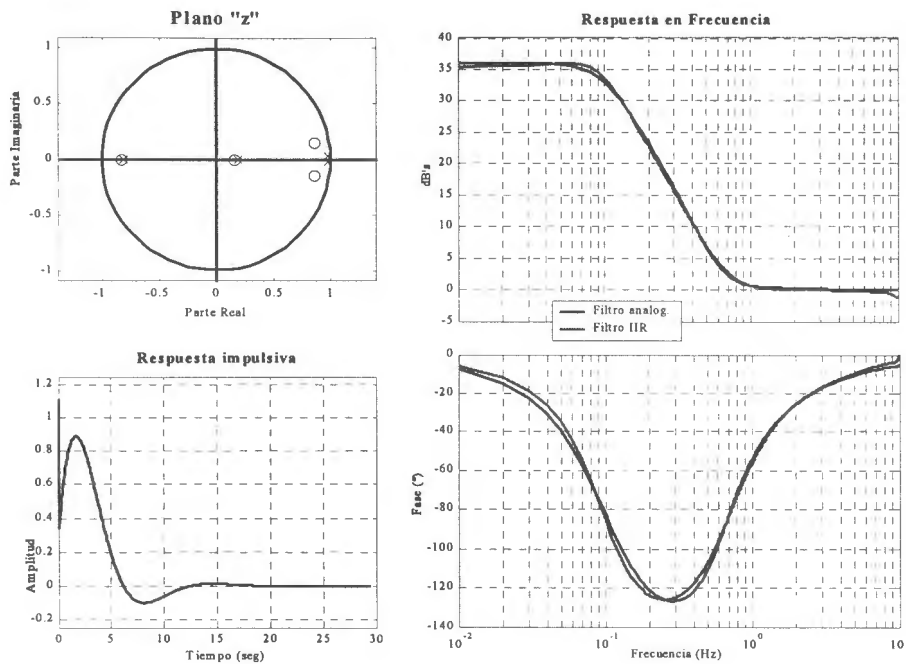


Figura 6. 13.- Respuesta en frecuencia del filtro IIR ecualizador de 4º orden (en azul se muestra el correspondiente filtro analógico ecualizador ideal). Así mismo se muestran las posiciones de los polos y ceros en el plano complejo “z”, y la respuesta impulsiva del filtro.

6.2.5. FILTRADO DE RUIDOS PERIODICOS.

Los ruidos periódicos pueden ser caracterizados por su desarrollo en serie de Fourier. Este tipo de ruido, aunque no muy frecuente, puede estar presente en los registros sísmicos, y son causados principalmente por la actividad humana o por interferencias. En los registros obtenidos en algunos sistemas, por ejemplo en los MiniDOBS, es frecuente encontrar interferencias del pps junto con el registro sísmico.

Siguiendo la teoría de las series de Fourier, cualquier ruido periódico puede ser descompuesto en suma de señales monocromáticas que oscilan a la frecuencia fundamental o sus armónicos:

$$w_p[n] = \sum_i w_i[n] = \sum_i A_i \cdot \sin(2\pi f_i n T + \phi_i) \quad (6.13)$$

donde “w_p” es el ruido periódico, “w_i” son los diversos armónicos considerados como señales monocromáticas de frecuencia “f_i”, amplitud “A_i” y fase “φ_i”.

Estas señales monocromáticas pueden ser detectadas analizando el espectro del ruido en el plano de la transformada de Fourier, de forma que aquellas frecuencias, “f_i”, con un valor de densidad espectral mucho mayor que la de un pequeño entorno

(experimentalmente se ha determinado un ancho de banda de 2 Hz) serán consideradas como ruidos armónicos.

Debemos observar que si efectuamos la transformada de Fourier de una señal de “N” muestras, la resolución en frecuencia que obtendremos es de “ f_m/N ”, siendo “ f_m ” la frecuencia de muestreo. Para obtener con una mejor precisión en la frecuencia de cada armónico, “ $w_i[n]$ ”, hemos aplicado el algoritmo explicado en el capítulo 4, obteniendo la amplitud, la frecuencia y la fase.

La eliminación del ruido es realizada en el dominio del tiempo, restando de la señal original la componente periódica dada por la ecuación (6.13).

En la figura 6.14 se muestra el registro del sismo de “El Bosque”, de 08/04/2001 a 08:44:53 y de magnitud 2.4, y el resultado posterior a la eliminación de los ruidos periódicos.

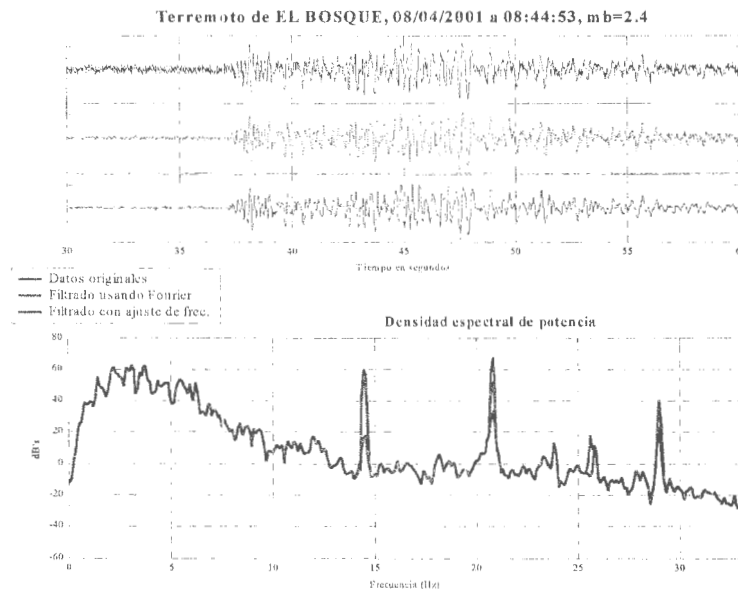


Figura 6. 14.- Filtrado de ruidos periódicos del sismo de “El Bosque” de 08/04/2001, utilizando las frecuencias obtenidas por el análisis de Fourier y las correspondientes utilizando el ajuste preciso propuesto.

Como se aprecia en la figura, el método por ajuste preciso de la frecuencia reduce el ruido monocromático, aunque no logra eliminarlo por completo debido a que el ruido real no es puramente monocromático, sino que sus diversos armónicos se encuentran dispersos a lo largo de una banda estrecha de frecuencias.

6.3. FILTROS NO LINEALES CON WAVELETS.

Cuando aplicamos filtros lineales, basados en la transformada de Fourier, la energía de determinadas bandas de frecuencia (bandas de rechazo) es reducida, afectando a la totalidad del registro. La reducción de algún coeficiente de Fourier afecta a la totalidad del registro debido a las propiedades de localización (ya descritas en el capítulo anterior) del plano tiempo-frecuencia.

La utilización de filtros no lineales, basada en transformadas con mayor capacidad de localización en el plano tiempo-frecuencia, ha sido empleada por diversos sismólogos. Ulrych et al. (1999) comparan diversas técnicas de filtrado no lineal basadas en diversas transformadas que tratan de separar la señal del ruido. Fedorenko y Husebye (1999) aplican un suavizado no lineal sobre el filtro de polarización en su algoritmo de “picking”.

Los filtros no lineales basados en la transformada wavelet se basan en las propiedades de localización ya estudiadas, de forma que la eliminación o reducción de algunos de sus coeficientes sólo afecta a una determinada banda de frecuencia y a una determinada ventana de tiempo, que dependerá principalmente de la escala.

6.3.1. HARD Y SOFTHRESHOLD.

Donoho (1994) probó que en el caso las señales se encuentren contaminadas por ruido gaussiano blanco, la óptima estimación de la señal se obtiene anulando los coeficientes de la transformada wavelet ortonormal que no superen un determinado umbral. Esta técnica es ampliamente conocida por su término inglés “thresholding”.

Para un ruido gaussiano de varianza “ σ^2 ”, el umbral o “threshold” viene dado por:

$$T = \sigma \sqrt{2 \log_e N} \quad (6.14)$$

donde “N” es el tamaño de los datos.

Aún suponiendo que el ruido presente en los registros sísmicos sea gaussiano, su varianza no es conocida a priori, por lo que debemos estimarla a partir de los datos “ $z = s + w$ ” (donde “s” es la señal y “w” representa al ruido).

Mallat (1998) establece que si la señal “s” es “suave”, los coeficientes wavelet “ $\langle s, \psi_{1k} \rangle$ ” son pequeños, y por tanto los coeficientes “ $\langle z, \psi_{1k} \rangle \approx \langle w, \psi_{1k} \rangle$ ” representan una variable aleatoria gaussiana de varianza “ σ^2 ”, es decir, se puede suponer que los coeficientes wavelet a escala 1 (d_1) representan únicamente los detalles del ruido. En este caso, un buen estimador de la desviación típica es:

$$\tilde{\sigma} = \frac{\text{Mediana}(\{|\langle z, \psi_{1k} \rangle|\})}{0,6745} \quad 0 \leq k < \frac{N}{2} \quad (6.15)$$

Para el denominado “softhreshold” los coeficientes wavelets son anulados por umbral de la siguiente forma:

$$c_i = \begin{cases} c_i - T & c_i \geq T \\ c_i + T & c_i \leq -T \\ 0 & |c_i| < T \end{cases} \quad (6.16)$$

donde “ c_i ” representa cada uno de los coeficientes de la descomposición wavelet, tanto los detalles “ d_j ” a todos los niveles “j”, como la aproximación “ a_j ”, siendo “J” el último nivel alcanzado.

En el “hardthreshold” los coeficientes cuyo valor absoluto superan el nivel umbral no son modificados.

6.3.2. METODO DE ESTRUCTURAS COHERENTES.

Cuando no tenemos ningún conocimiento a priori sobre las características del ruido, la estimación de la señal es mejor efectuarla extrayendo las estructuras coherentes que tienen una alta correlación con los vectores base, de forma que la varianza del ruido no es utilizada.

Mallat (1998) propone este método, de forma que si “ $\mathcal{B}=\{g_m\}_{0 \leq m < M}$ ” representa una base wavelet ortonormal, sólo extraeremos aquellos vectores de la base “ \mathcal{B} ” que tengan una mejor correlación con los datos “ z ”.

Para ello debemos ordenar todos los coeficientes wavelets (dados por los productos internos “ $\langle z, g_m \rangle$ ”) en orden descendente de su valor absoluto:

$$\left| \langle z, g_{m_k} \rangle \right| \geq \left| \langle z, g_{m_{k+1}} \rangle \right| \quad 0 \leq k < N-1 \quad (6.17)$$

Los datos “ z ” no serán considerados como ruido si:

$$\frac{\left| \langle z, g_{m_0} \rangle \right|^2}{\|z\|^2} = \frac{\max_{0 \leq m < N-1} \left| \langle z, g_m \rangle \right|^2}{\|z\|^2} > T_N^2 = \frac{2 \log_e N}{N} \quad (6.18)$$

El vector “ g_{m_0} ” es considerado como una estructura coherente.

Para cada $k \geq 0$, el vector correspondiente, “ g_{m_k} ”, es una estructura coherente si se verifica:

$$\frac{\left| \langle z, g_{m_k} \rangle \right|^2}{\sum_{p=k}^{N-1} \left| \langle z, g_{m_p} \rangle \right|^2} > T_{N-k}^2 = \frac{2 \log_e (N-k)}{N-k} \quad (6.19)$$

Es decir, una vez ordenados los valores absolutos de los coeficientes wavelet, si la relación de su energía (su cuadrado) respecto a la energía contenida en el resto de coeficientes supera al umbral correspondiente, se dice que el vector asociado a dicho coeficiente es una estructura coherente.

El algoritmo para cuando encontramos el primer índice “ $k=M$ ” tal que “ g_{m_k} ” no es una estructura coherente, y por tanto a partir de este índice todos los coeficientes restantes (incluido éste) son anulados. La señal “ s ” es estimada por la suma de las “ M ” estructuras coherentes:

$$s = \sum_{k=0}^{M-1} \langle z, g_{m_k} \rangle \cdot g_{m_k} \quad (6.20)$$

Mallat (1998) señala que este algoritmo estima la señal de forma eficiente sólo si la mayor parte de la energía es superior al nivel de ruido con respecto a la base wavelet ortonormal utilizada.

6.3.3. ESTRUCTURAS COHERENTES POR NIVELES.

El método de filtrado no lineal que proponemos se basa en el método de las estructuras coherentes, pero incorpora alguna información sobre la forma de la señal sísmica que deseamos filtrar.

Al efectuar la descomposición wavelet de un registro sísmico, la señal se descompone en suma de la aproximación (al máximo nivel “J” alcanzado) y detalles a todas las escalas (ecuación (5.11)). La idea es extraer la energía de la señal sísmica de cada una de las bandas de frecuencia que representa cada nivel (cajas de Heisenberg), es decir, extraer las estructuras coherentes por bandas de frecuencia.

Por tanto, básicamente, la principal diferencia radica en aplicar el método de las estructuras coherentes a cada nivel “j” de la descomposición wavelet de forma independiente, y no sobre la totalidad de los coeficientes como indica la ecuación (6.17).

Para cada nivel definimos un umbral dado por:

$$T_{N_j-k}^2 = \frac{p \cdot \log_e(N_j - k)}{N_j - k} \quad 0 \leq k < N_j \quad (6.21)$$

donde “ N_j ” es el número de coeficientes wavelet del nivel “j” ($N_j = N/2^j$, siendo N el tamaño de los datos), y “p” es un parámetro (empíricamente determinado) que puede tomar los valores 0, 2, ó 3, dependiendo del valor SNR calculado para ese nivel.

En la figura 6.15 se muestra el nivel umbral en función del número de coeficientes y se compara por el dado por la ecuación (6.18).

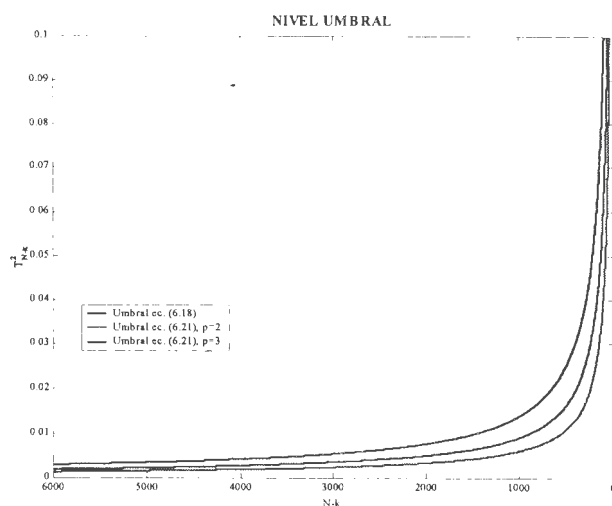


Figura 6. 15.- Niveles de umbral o “threshold” dados por la ecuación (6.21), para “p = 2” y “p = 3”, frente al propuesto por Mallat (1998) para el método de las estructuras coherentes, ecuación (6.18).

Como se observa en la figura, utilizamos siempre umbrales más bajos que el propuesto por Mallat (1998), lo que implica considerar como estructura coherente vectores con menor correlación con los datos “z”.

Para estimar el nivel de señal-ruido asumiremos que son independientes, por lo que se verifica el principio de adicción de la energía. El nivel de señal-ruido (SNR) expresado en decibelios viene dado por:

$$\|z\|^2 = \|s\|^2 + \|w\|^2$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\|s\|^2}{\|w\|^2} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\|z\|^2}{\|w\|^2} - 1 \right) \quad (6.22)$$

Para estimar este valor a cada nivel “j”, asumiremos que el pre-evento de los registros proporcionan una buena estimación del nivel de ruido, y la ecuación anterior se transforma en:

$$SNR_j = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{m=0}^{N_j-1} c_m^2}{\frac{N_j}{P} \sum_{k=0}^{P-1} c_k^2} - 1 \right) \quad (6.23)$$

donde “N_j” es el número de coeficientes a nivel “j”, y los “P” primeros coeficientes son los correspondientes al pre-evento.

Si el SNR_j es mayor de 40 decibelios, el ruido es despreciable frente a la energía de la señal contenida en el nivel, por lo que los coeficientes no son modificados, es decir, utilizaremos el valor “p = 0”.

En el caso de que SNR_j esté comprendido entre 10 y 40 decibelios, utilizaremos “p = 2”, y todos los coeficientes que no sean considerados como estructuras coherentes son anulados. Recordemos que el algoritmo siempre se aplica después de que los coeficientes correspondientes al nivel “j”, hayan sido reordenados en orden descendente de valor absoluto.

Cuando la relación señal-ruido es superior a 4 dB, pero inferior a 10 decibelios, aplicaremos el umbral con “p = 3”, aumentando el nivel umbral ya que se trata de un nivel ruidoso. En este caso, además estimaremos la desviación estándar del ruido utilizando únicamente sobre coeficientes de ese nivel que localizan en el pre-evento, y aplicando la ecuación (6.15) sobre los mencionados coeficientes.

Al igual que en el caso anterior, los coeficientes no asociados a estructuras coherentes son anulados, pero en este caso, los correspondientes a estructuras coherentes son reducidos en amplitud en una desviación estándar, de forma similar al softthreshold.

Para valores de SNR_j entre 2.5 y 4 dB, se aplica el procedimiento del caso anterior únicamente para bajas frecuencias, “j > 3”, en el caso de un muestreo de 100 Hz. corresponde a frecuencias inferiores a 6.25 Hz., mientras que para 125 mps es 7.81 Hz.

Finalmente, en cualquier otro caso todos los coeficientes son anulados, ya que se considera que no es posible distinguir entre señal y ruido.

En la figura 6.16 se muestra un diagrama esquemático de este método.

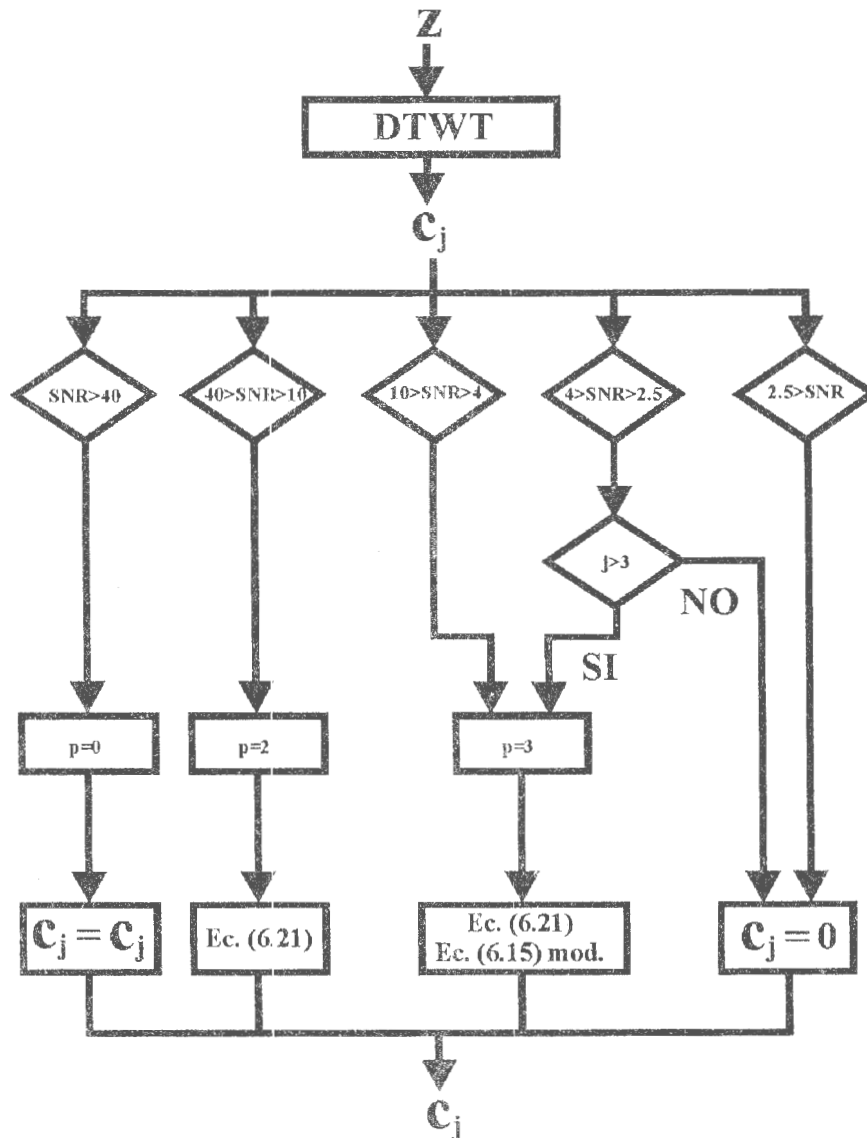


Figura 6. 16.- Diagrama esquemático del método propuesto de filtrado no-lineal, estructuras coherentes por niveles.

6.4. REDUCCION DE SPIKES.

Los “spikes” son ruidos altamente transitorios caracterizados por su gran amplitud y corta duración. Generalmente tienen siempre el mismo signo, y se producen principalmente por interferencias, siendo mucho más frecuentes en sistemas con transmisión de datos analógicos.

Evans (1982) muestra la gran efectividad de un filtro de medianas frente a un filtro de promedios, para su eliminación. Ambos filtros son paso-bajo, cuyo ancho de banda depende del número de puntos seleccionado. El principal problema radica en que este filtro es aplicado a la totalidad del registro, afectando también a las porciones de señal no contaminadas por este tipo especial de ruido.

Nosotros hemos desarrollado un algoritmo para la detección y reducción de “*spikes*” que se aplica sobre los coeficientes wavelets, en cada uno de los niveles de la descomposición.

En primer lugar se estima la media y la varianza de la energía sobre un pequeño intervalo por medio de los siguientes filtros FIR:

$$m_k = \frac{1}{10} \sum_{l=k-9}^k d_j^2[l] \quad \sigma_k^2 = \frac{1}{10} \sum_{l=k-9}^k (d_j^2[l] - m_k)^2 \quad (6.24)$$

Un coeficiente es considerado como “*spike*” cuando se verifica:

$$d_j^2[k] > m_k + 4\sigma_k \quad (6.25)$$

Para evitar que una llegada impulsiva pueda ser considerada como “*spike*”, ambos filtros se aplican tanto en sentido directo como reverso, es decir, en orden creciente de tiempo como decreciente, debiéndose cumplir la ecuación (6.25) en ambos sentidos.

Cuando un coeficiente es considerado como “*spike*”, es anulado.

Los filtros FIR dados por la ecuación (6.24) presentan un decaimiento lento, por lo que “*spikes*” próximos pueden no ser detectados por el algoritmo. Por este motivo el algoritmo se aplica sucesivamente hasta 8 veces, o hasta que ya no se declara ningún “*spike*”.

Por otro lado, debido a las características de los transitorios de los filtros, presentes al comienzo (en sentido directo) y al final (cuando se aplica en sentido inverso) del nivel considerado, la condición dada por la ecuación (6.25) sólo se considera en un sentido (inverso para el comienzo, y directo al final) en esas ventanas.

6.5. COMPARACION Y RESULTADOS.

El método de filtrado que proponemos (Pazos et al., 2003) consiste en la aplicación en cascada de los algoritmos de reducción de ruidos periódicos, reducción de “*spikes*”, y el filtrado de estructuras coherentes por nivel, todos ellos desarrollados por el autor de la presente tesis.

Para poder evaluar su comportamiento lo compararemos con otras técnicas de filtrado ya explicadas, atendiendo a diversas características, como son:

- Error relativo en la amplitud máxima, ya que este parámetro interviene en el cálculo de la magnitud de los terremotos.
- Error eficaz (rms) en amplitud, que en cierta medida cuantifica la similitud de la señal filtrada con la original no ruidosa.

- El nivel de señal-ruido (SNR), calculándolo tanto para la totalidad del registro como para la llegada de la onda P (sobre una pequeña ventana, que experimentalmente hemos fijado en 2 segundos).

Las dos primeras características indicadas requieren el conocimiento exacto de la señal en ausencia de ruido, por lo que utilizaremos una base de datos generada a partir de un sismo sintético, mostrado en la figura 5.10, al que se le ha añadido diversos tipos de ruidos. Este registro sintético (amplitud máxima normalizada a la unidad) ha sido generado de forma que su densidad espectral de potencia siga una curva suave, promediando las densidades espectrales de 10 sismos registrados por las estaciones de la red de corto periodo del ROA.

En cuanto a las comparaciones sobre el SNR, se hace notar que su estimación para la llegada de la onda P nos indica la calidad de “*picking*”, mientras que su cálculo para la totalidad del registro nos proporciona información sobre la calidad para datar llegadas de ondas de pequeña amplitud, así como la contaminación por ruido de la onda de coda.

Tras varias experiencias previas se ha comprobado que los resultados obtenidos utilizando diversos tipos de filtros lineales, de igual banda de paso, no varían sustancialmente los resultados analizados, por lo que finalmente hemos seleccionado para la comparación dos bancos de filtros: filtros Butterworth de 4º orden, y Elípticos con 1 dB de rizado en la banda de paso y 20 dB de caída para la banda de rechazo.

Cada banco se compone de los siguientes filtros:

- 2 filtros paso-alto con frecuencias de corte de 0.2 y 0.7 Hz.
- 6 paso-bajo: 4, 6, 8, 10, 16 y 32 Hz.
- 12 paso-banda cuyas frecuencias de corte son las combinaciones de las anteriormente indicadas para los paso-alto y paso-bajo.

Los resultados preliminares obtenidos por aplicación de las técnicas de filtrado no lineal por “Hard y softthreshold” no resultaron satisfactorios, a excepción de los registros con un alto SNR, por lo que ha sido desestimado para esta comparación. Por ello, sólo consideraremos el filtrado por el método de las estructuras coherentes.

Los resultados sobre la base de datos sintéticos con diferentes niveles de señal-ruido se muestran en las tablas 6.III a 6.VI. La utilización de una base de datos sintética presenta la gran ventaja del conocimiento exacto de la forma de onda de la señal, el instante de llegada de la P simulada, y el SNR de la señal contaminada de forma aleatoria con los diversos tipos de ruido (ruido gaussiano blanco, ruido coloreado, ruidos periódicos, y ruido sísmico grabado por la red ROA). Además, se han añadido “*spikes*” de forma aleatoria.

Las tablas 6.III y 6.IV muestran los resultados del error relativo para la amplitud máxima y el error eficaz en amplitud, respectivamente. El método propuesto presenta un error relativo para la máxima amplitud inferior al 10% en para el 90% de los casos analizados, mientras que el error eficaz es inferior a 2.5%.

Debemos indicar que el método propuesto consideró al primer evento de esta base de datos sintéticos como ruido, anulando todos los coeficientes.

	<i>Original</i>	<i>Método</i>	<i>Est. Coh.</i>	<i>Butterw.</i>	<i>Elíptico</i>
1	100.03	-----	49.27	24.77	33.57
2	43.85	69.48	15.10	22.09	29.94
3	25.73	8.33	12.16	17.13	20.22
4	21.49	0.26	9.24	31.95	34.98
5	7.71	1.47	5.67	30.01	32.44
6	29.55	16.96	12.74	6.95	7.31
7	1.66	7.57	0.19	48.87	40.04
8	10.96	7.95	2.57	12.27	3.37
9	31.24	6.62	5.24	21.53	14.78
10	6.40	0.19	2.89	4.13	10.12
11	1.22	3.82	1.99	3.19	9.56
12	7.42	2.61	5.32	7.19	7.62
13	85.34	6.31	70.05	49.60	42.99
14	1.88	1.71	17.14	1.96	14.05
15	0.43	6.36	2.03	0.25	7.45
16	5.70	1.51	12.04	46.99	44.48
17	0.16	4.11	2.58	0.78	6.71
18	4.71	1.51	9.12	46.83	44.53
19	0.06	6.46	2.51	1.60	6.12
20	4.68	7.65	4.55	45.25	42.69
21	0.23	7.48	2.84	2.25	5.65
22	0.37	8.37	3.11	2.77	5.28
23	0.21	9.41	3.76	47.84	15.94
24	1.66	1.52	1.56	1.61	13.63
25	1.19	1.53	0.12	1.14	13.22
26	0.21	7.00	3.86	3.48	3.56
27	1.10	1.53	2.57	1.06	13.13
28	0.38	1.86	3.18	0.33	12.49
29	0.10	0.10	3.89	0.15	12.07
30	100.45	0.11	99.60	21.63	11.34

Tabla 6. III.- Error relativo en amplitud máxima obtenida por diferentes métodos de filtrado.

	<i>Original</i>	<i>Método</i>	<i>Est. Coh.</i>	<i>Butterw.</i>	<i>Elíptico</i>
1	113,03	-----	7,93	38,01	31,33
2	102,14	1,13	46,23	23,42	22,86
3	83,67	0,14	80,05	80,01	72,67
4	64,06	1,38	27,85	15,77	14,38
5	48,12	0,04	49,09	47,79	42,89
6	35,74	2,17	3,15	12,02	9,99
7	42,94	0,89	35,56	3,41	1,49
8	31,68	0,99	1,61	13,89	12,49
9	24,93	0,97	1,41	12,10	2,15
10	13,94	1,42	1,68	4,50	3,79
11	11,30	1,35	1,55	3,80	3,24
12	16,12	0,10	12,87	15,99	10,18
13	12,56	0,11	10,91	1,28	0,41
14	7,87	0,09	6,85	7,80	5,28
15	4,50	0,80	0,88	1,61	1,38
16	3,50	0,04	3,89	3,28	3,23
17	2,84	0,61	0,77	1,07	0,92
18	2,21	0,04	2,35	2,26	2,22
19	1,79	0,63	0,67	0,73	0,62
20	1,62	0,24	0,59	0,80	0,76
21	1,13	0,43	0,58	0,47	0,43
22	0,71	0,35	0,53	0,31	0,30
23	0,67	0,19	0,46	0,39	0,37
24	0,31	0,04	0,44	0,31	0,26
25	0,21	0,04	0,42	0,21	0,19
26	0,11	0,10	0,41	0,08	0,10
27	0,07	0,04	0,42	0,07	0,09
28	0,03	0,05	0,41	0,03	0,05
29	0,01	0,02	0,37	0,01	0,03
30	0,00	0,00	0,40	0,00	0,04

Tabla 6. IV.- Error rms en amplitud obtenido por las diferentes técnicas de filtrado.

De los numerosos resultados obtenidos por cada uno de los bancos de filtros lineales (20 filtros por banco), hemos seleccionado únicamente, y de forma automática, los correspondientes al que obtuvo mejor SNR para la onda P para cada uno de los eventos analizados. Por este motivo, se podrían mejorar los resultados del resto de las características analizadas con otro filtro con distintas frecuencias de corte.

En las tablas 6.V y 6.VI se muestran los resultados para el nivel señal-ruido de la onda P y del registro completo, respectivamente.

El método propuesto proporciona los mejores resultados en el 73.3% de los casos para la SNR de la onda P, destacando el método de estructuras coherentes en el resto de los casos. Debemos destacar, como ya hemos mencionado, que este parámetro fue maximizado para los bancos de filtros lineales.

	Original	Método	Est. Coh.	Butterw.	Elíptico
1	-0.28	-----	-2.37	-0.32	-21.35
2	-0.19	13.00	-13.88	-0.12	-9.13
3	-10.38	18.10	-9.43	-8.84	-7.90
4	-20.70	-0.63	-3.80	-15.21	-7.26
5	-8.58	34.49	-8.21	-7.22	-6.42
6	-0.05	-8.53	-2.40	-13.13	-8.13
7	-13.91	3.92	-12.16	-6.49	0.52
8	-11.77	-2.31	-7.41	-9.11	-7.93
9	-8.18	-6.44	-1.08	-5.44	-4.24
10	-9.45	0.00	-1.26	-4.41	-2.93
11	-8.12	-2.93	-12.72	-3.57	-2.23
12	-1.67	20.90	-0.73	-1.67	-1.23
13	-4.22	20.10	-5.20	2.98	14.42
14	-0.80	14.26	-1.17	-0.84	-0.91
15	-2.82	4.93	3.40	1.19	1.93
16	0.51	34.34	2.48	0.99	1.63
17	-0.55	7.14	5.43	3.37	3.95
18	2.27	34.32	5.21	2.54	3.15
19	1.62	6.21	9.36	5.48	5.95
20	3.03	13.37	9.77	5.38	6.68
21	3.73	8.80	11.98	7.55	7.93
22	5.80	10.69	14.29	9.58	9.88
23	8.55	16.59	20.54	16.98	16.28
24	10.63	34.30	28.94	10.63	11.08
25	12.54	34.29	30.20	12.54	13.02
26	13.90	20.02	19.24	17.53	17.72
27	16.30	34.31	28.39	16.30	16.72
28	21.11	15.41	10.27	13.46	10.47
29	28.39	32.51	30.25	28.39	28.99
30	39.31	28.84	29.86	39.32	39.50

Tabla 6. V.- SNR para la onda P obtenida por los diversos métodos de filtrado.

	Original	Method	Est. Coh.	Butterw.	Elíptico
1	-12	-----	-2.58	-8.48	-7.79
2	-11	5.46	-12.18	-14.71	-12.59
3	-10	23.00	-10.61	-12.78	-12.17
4	-9	5.97	-10.04	-9.42	-8.12
5	-8	47.81	-8.47	-10.19	-9.66
6	-7	3.56	2.97	-2.70	-2.50
7	-6	10.79	-6.83	-0.77	3.41
8	-5	8.19	6.00	-3.24	-4.24
9	-4	8.45	8.82	-2.59	2.97
10	-3	6.84	6.11	1.60	1.64
11	-2	7.95	8.69	2.42	2.49
12	-1	18.11	-2.88	-2.00	-0.83
13	0	20.46	-0.67	6.48	15.42
14	1	18.05	-1.46	-0.62	0.57
15	2	11.05	12.97	6.40	6.43
16	3	47.65	3.77	1.75	2.29
17	4	13.08	15.05	8.39	8.41
18	5	47.64	6.27	3.75	4.28
19	6	11.35	17.08	10.37	10.38
20	7	14.99	5.73	7.71	8.76
21	8	13.47	19.10	12.36	12.36
22	10	14.28	21.11	14.34	14.33
23	12	18.86	26.21	18.78	18.90
24	14	45.15	37.85	13.97	14.41
25	16	45.10	39.64	15.98	16.44
26	18	24.40	28.44	22.28	22.34
27	20	45.08	41.12	19.98	20.35
28	25	20.13	4.12	6.88	9.81
29	32	45.91	44.79	32.00	32.60
30	64	24.06	10.19	12.50	11.44

Tabla 6. VI.-Resultados para el SNR de la totalidad del registro.

Para el nivel de señal-ruido calculado para la totalidad del registro (tabla 6.VI), el método propuesto presenta los mejores resultados en el 66.6% de los casos.

Como ya se comentó, el primer evento fue considerado como ruido por el método que se propone y por tanto la señal filtrada es nula.

En el caso del evento 30, sólo los filtros lineales presentan una ligera mejoría en el SNR para la onda P respecto al de la señal original, aunque es bajo cuando se calcula para la totalidad del registro, debido al efecto de los “spikes” presentes en la señal (figura 6.17).

Los niveles de señal-ruido de la señal original, columna 2 de las tablas 6.V y 6.VI, han sido calculadas antes de la adición de “spikes”, lo que debe tenerse presente a la hora de comparar los resultados para las señales filtradas que incluyen sus efectos.

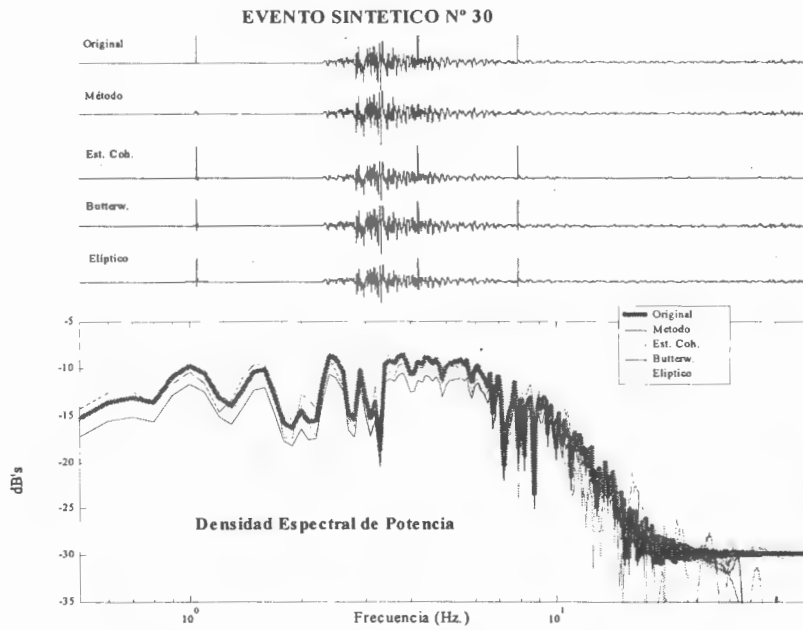


Figura 6. 17.- Evento sintético número 30 y las correspondientes señales filtradas por los métodos indicados. En la figura inferior se muestra las densidades espectrales de potencia correspondientes.

Estos mismos filtros se han aplicado a una base de 60 sismos registrados por la red de corto periodo del ROA, seleccionados atendiendo a su localización (figura 6.18), magnitud y, principalmente, por su contenido y características de ruido.

La respuesta de las estaciones son las correspondiente a una resistencia de carga para un amortiguamiento próximo a 0.707, y la resolución digital es de 12 bits a 100 mps.

Los errores relativos a la amplitud no son calculados debido al desconocimiento de la forma de onda exacta de la señal en ausencia de ruido, por lo que el estudio comparativo se centra en los niveles de señal ruido. Para el cálculo del SNR de la onda P, se han tomado los tiempos de llegada dados por el analista (ROA, 2000 y 2002).

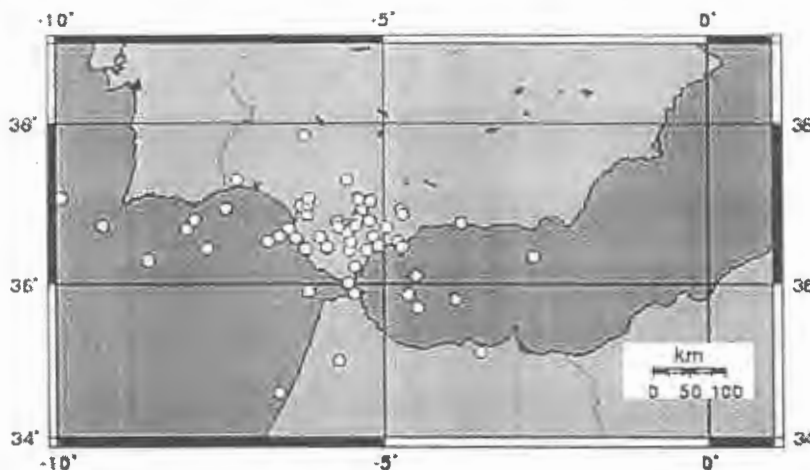


Figura 6. 18.- Epicentros de los 60 sismos utilizados como base de datos.

El método propuesto presenta los mejores resultados en el 50% de los casos para el SNR de la onda P (tabla 6.VII), siendo mejor que el método de estructuras coherentes en un 56.6%, un 70% mejor que el banco de filtros Butterworth, y en el 61.1% de los casos mejor que los filtros elípticos.

	<i>Fecha</i>	<i>Hora</i>	<i>Localización</i>	<i>mb</i>	<i>Est</i>	<i>Original</i>	<i>Método</i>	<i>Est. Coh.</i>	<i>Butterwoth</i>	<i>Elíptico</i>
1	99/01/08	13:09:52	Sierra Lijar	2.5	Lija	30.03	35.20	32.24	39.76	38.92
2	99/01/19	12:11:41	Sierra Momias	2.2	Momi	-0.16	10.61	10.48	16.96	16.34
3	99/03/11	2:57:33	Jerez	2.3	SFS	13.86	20.89	13.48	13.88	14.81
4	99/06/09	18:50:46	Mar Alboran	3.1	Lija	-19.17	-1.81	1.61	2.16	2.61
5	99/09/21	22:12:00	NE Grazalema	1.7	Real	23.95	24.83	30.39	27.83	27.84
6	99/11/18	6:55:07	Zahara Sierra	1.8	Lija	1.36	24.93	26.11	22.83	22.64
7	1/01/10	20:26:49	Málaga	2.5	Real	-1.41	13.04	10.30	8.98	9.86
8	1/01/15	10:47:56	Medina	2.0	Sfs	-3.91	12.09	11.28	6.61	6.34
9	1/01/15	12:58:53	Puerto Serrano	2.4	Gibl	-20.84	7.02	15.73	4.92	4.99
10	1/01/16	23:28:22	Casares	2.5	SCRT	-23.03	10.17	8.48	9.10	9.84
11	1/01/31	17:48:43	Torregorda*	2.5	SFS	-11.51	-4.10	-0.41	-2.19	-1.79
12	1/02/02	13:44:08	Alhucemas	3.7	Momi	-0.39	-0.21	-21.94	-1.57	-1.77
13	1/02/07	11:44:09	El bosque	1.5	Alj	0.86	6.33	6.55	5.94	6.54
14	1/02/13	11:02:43	Olvera	2.5	Lija	20.22	43.92	36.37	45.65	44.32
15	1/02/23	10:43:47	SW Coronil	2.2	Real	-8.53	11.40	8.99	9.96	10.41
16	1/02/24	11:01:21	NE Tetuán	2.7	Lija	2.29	26.28	22.12	21.91	22.66
17	1/03/09	9:25:39	Arcos	2.6	Sfs	4.91	4.85	6.24	6.36	6.96
18	1/03/13	13:19:54	Algar	2.6	Momi	-0.08	5.48	-0.26	4.78	6.85
19	1/03/17	20:18:00	N Alboran	2.2	Real	-0.04	3.87	1.42	-5.01	-5.63
20	1/03/22	13:06:03	Campillo	2.3	Real	-3.09	18.34	24.70	15.33	16.03
21	1/03/28	12:15:17	Jimena	2.4	Alj	-0.29	-0.64	-3.75	-0.29	-0.29
22	1/04/06	6:23:15	Paterna	2.6	Sert	-14.34	15.98	15.03	8.80	8.91
23	1/04/08	8:44:53	El bosque	2.4	Real	8.33	25.12	26.23	25.11	26.48
24	1/04/09	7:58:25	W C° S. Vicente	3.7	Sert	-9.56	14.61	18.75	13.32	13.15
25	1/04/19	13:27:04	Rota	2.4	Sfs	-18.33	6.82	-0.11	1.27	2.32
26	1/04/25	2:21:13	Huelva	2.7	Sert	-27.84	-1.40	-2.37	-3.10	-2.49
27	1/04/29	17:52:30	Alcalá Gazules	2.7	Alj	27.85	37.75	40.70	41.90	42.38
28	1/05/07	4:06:00	Alcacer do Sal	2.9	Lija	-0.46	17.58	10.01	15.08	15.77
29	1/05/08	19:59:15	Jubrique	1.9	Real	2.26	34.93	38.04	27.32	26.19
30	1/05/18	11:19:15	Grazalema	2.8	Alj	-0.02	-2.16	-1.59	-1.13	-0.71
31	1/05/22	3:36:33	Argón	3.8	Lija	29.51	29.51	41.90	42.92	42.55
32	1/05/24	11:57:33	Fuengirola	2.5	Real	0.63	22.72	29.26	19.33	19.77
33	1/05/24	13:03:17	Aracena	2.0	Alj	-0.22	17.47	1.00	3.43	3.87
34	1/06/02	21:45:31	Algodonales	2.3	Lija	28.42	45.27	44.30	46.62	43.42
35	1/06/08	21:35:00	Alhucemas	2.7	Lija	-6.55	5.69	9.15	11.53	12.06
36	1/06/12	19:59:31	Trafalgar	3.6	Cnil	3.97	31.64	34.75	33.82	33.09
37	1/06/15	12:00:16	Gibraltar	2.6	Lija	-28.70	11.54	16.63	10.94	11.38
38	1/06/22	1:13:55	Tetuán	3.4	Cnil	-0.03	12.36	10.75	12.08	12.75
39	1/06/28	15:21:47	N Marruecos	3.7	Momi	-18.28	17.02	10.08	25.04	24.17
40	1/07/11	12:10:55	E Tarifa	2.5	Alj	1.20	22.79	32.60	30.06	29.87
41	1/07/24	12:13:49	Algeciras	2.6	Cnil	-9.16	0.61	4.53	2.00	1.81
42	1/08/21	6:35:00	SE Faro	2.7	Alj	-13.70	10.86	7.70	9.36	9.86
43	1/09/01	6:00:28	S Faro	2.7	Alj	-5.55	0.87	-0.51	-0.26	0.01
44	1/09/09	3:11:34	N Marruecos	2.5	Real	-2.99	13.14	22.09	14.17	14.50
45	1/09/17	2:58:50	SE Faro	2.8	SCRT	-15.11	7.79	10.94	7.27	8.25
46	1/09/28	3:38:28	SE Bornos	2.1	Alj	-15.41	14.65	12.16	10.41	10.95

47	1/10/08	11:19:30	El Cuervo	1.7	Gibl	3.61	25.25	25.21	21.03	20.66
48	1/10/09	9:04:10	Ronda	2.2	Real	-4.71	24.51	21.78	11.15	11.74
49	1/10/11	2:30:35	Algar	1.8	Lija	-9.79	10.29	9.24	8.69	9.40
50	1/10/15	1:11:00	Faro	2.7	Lija	-9.71	8.20	3.72	3.63	4.08
51	1/10/15	12:08:03	Estrecho Gibraltar	2.7	Alj	7.15	25.84	22.30	32.43	31.59
52	1/10/16	20:48:22	W Cádiz	2.5	Lija	2.88	25.80	22.64	18.21	18.37
53	1/10/17	14:37:06	W C° S. Vicente	3.7	Lija	-9.58	3.17	-7.44	2.08	2.68
54	1/10/27	23:56:45	Tetuán	3.6	SFS	-11.75	16.19	10.20	7.30	8.07
55	1/11/04	16:06:56	Trebujena	2.5	Gibl	-9.18	16.80	19.01	16.71	17.16
56	1/11/06	22:16:55	Doñana	2.1	Gibl	-10.97	-----	16.98	9.69	10.12
57	1/11/07	8:38:10	Doñana	2.5	Gibl	-10.46	17.47	19.17	16.42	17.23
58	1/11/13	13:50:20	Golfo Cádiz	2.4	Cnil	-7.60	24.02	25.94	22.45	22.88
59	1/11/18	20:26:33	Montellano	2.3	Lija	2.65	27.25	29.32	24.94	25.51
60	1/11/30	10:09:24	Arcos	2.7	Cnil	-7.44	11.32	1.52	5.09	5.11

Tabla 6. VII.-Nivel señal-ruido para la onda P estimado para los diversos métodos de filtrado, usando una base de 60 sismos registrados por la red sísmica del ROA. El evento nº 11 señalado con “*” es una explosión.

El evento nº 56 (terremoto de “Doñana” de 06/11/2001 a 22:16:55, y de magnitud 2.1) fue considerado como ruido por el método propuesto, por lo que todos los coeficientes se anularon. Este error del método se debe a que las primeras llegadas del sismo han tenido lugar dentro de la ventana de pre-evento considerada, y por tanto se subestimaron los niveles de señal- ruido en todas las etapas de la descomposición wavelet, imponiendo mayores niveles de umbral.

La tabla 6.VIII muestra los resultados obtenidos para el nivel de señal-ruido estimado para la totalidad del registro.

	<i>Fecha</i>	<i>Hora</i>	<i>Localización</i>	<i>mb</i>	<i>Est</i>	<i>Original</i>	<i>Método</i>	<i>Est. Coh.</i>	<i>Butterwoth</i>	<i>Elíptico</i>
1	99/01/08	13:09:52	Sierra Lijar	2.5	Lija	24.71	37.06	32.75	33.73	33.37
2	99/01/19	12:11:41	Sierra Momias	2.2	Momi	-5.41	18.05	3.84	-3.32	15.70
3	99/03/11	2:57:33	Jerez	2.3	SFS	3.41	15.16	3.23	3.42	4.25
4	99/06/09	18:50:46	Mar Alboran	3.1	Lija	-15.42	17.02	18.35	15.80	15.10
5	99/09/21	22:12:00	NE Grazalema	1.7	Real	13.76	15.45	23.83	17.52	17.51
6	99/11/18	6:55:07	Zahara Sierra	1.8	Lija	-1.71	24.38	27.22	24.07	24.50
7	1/01/10	20:26:49	Málaga	2.5	Real	0.24	12.62	11.72	9.77	10.45
8	1/01/15	10:47:56	Medina	2.0	Sfs	-5.87	8.35	7.30	4.21	3.89
9	1/01/15	12:58:53	Puerto Serrano	2.4	Gibi	-17.55	9.24	0.84	1.71	2.91
10	1/01/16	23:28:22	Casares	2.5	SCRT	-11.56	15.07	9.91	9.92	10.13
11	1/01/31	17:48:43	Torregorda*	2.5	SFS	15.84	15.16	34.08	28.58	29.54
12	1/02/02	13:44:08	Alhucemas	3.7	Momi	-18.19	3.04	-4.97	-5.85	-5.93
13	1/02/07	11:44:09	El bosque	1.5	Alj	2.07	6.94	5.91	2.20	2.83
14	1/02/13	11:02:43	Olvera	2.5	Lija	13.92	39.34	39.65	39.43	40.02
15	1/02/23	10:43:47	SW Corcnil	2.2	Real	-8.04	14.43	10.16	11.28	12.33
16	1/02/24	11:01:21	NE Tetuan	2.7	Lija	-3.37	19.27	16.33	15.71	16.79
17	1/03/09	9:25:39	Arcos	2.6	Sfs	4.99	9.12	7.38	6.17	6.50
18	1/03/13	13:19:54	Algar	2.6	Momi	-7.59	11.89	12.96	10.99	10.92
19	1/03/17	20:18:00	N Alborán	2.2	Real	-4.53	-15.04	-7.33	-9.40	-9.05
20	1/03/22	13:06:03	Campillo	2.3	Real	-4.13	20.53	21.79	13.61	13.71
21	1/03/28	12:15:17	Jimena	2.4	Alj	2.87	17.76	13.43	7.61	6.33
22	1/04/06	6:23:15	Paterna	2.6	Sert	-16.14	11.18	6.15	5.49	4.78

23	1/04/08	8:44:53	El bosque	2.4	Real	8.64	26.68	31.41	26.10	26.71
24	1/04/09	7:58:25	W C° S. Vicente	3.7	Scrt	-15.24	9.53	11.23	6.69	7.00
25	1/04/19	13:27:04	Rota	2.4	Sfs	-14.31	7.76	4.89	2.53	2.45
26	1/04/25	2:21:13	Huelva	2.7	Scrt	-20.54	8.58	4.19	4.91	5.63
27	1/04/29	17:52:30	Alcalá Gazules	2.7	Alj	24.11	41.31	38.36	35.53	34.99
28	1/05/07	4:06:00	Alcacer do Sal	2.9	Lija	6.62	23.25	19.23	19.04	19.49
29	1/05/08	19:59:15	Jubrique	1.9	Real	-5.44	20.41	10.23	18.19	18.70
30	1/05/18	11:19:15	Grazalema	2.8	Alj	-11.70	10.53	11.91	10.45	10.22
31	1/05/22	3:36:33	Argón	3.8	Lija	30.17	33.82	44.00	42.60	44.11
32	1/05/24	11:57:33	Fuengirola	2.5	Real	1.52	25.45	32.07	21.52	21.80
33	1/05/24	13:03:17	Aracena	2.0	Alj	-16.30	13.78	5.20	4.11	5.53
34	1/06/02	21:45:31	Algodonales	2.3	Lija	18.62	38.25	43.15	38.75	39.09
35	1/06/08	21:35:00	Alhucemas	2.7	Lija	-1.37	21.04	17.20	17.23	16.88
36	1/06/12	19:59:31	Trafalgar	3.6	Cnil	1.24	32.10	29.98	28.81	26.93
37	1/06/15	12:00:16	Gibraltar	2.6	Lija	-15.35	20.02	18.64	17.02	17.75
38	1/06/22	1:13:55	Tetuán	3.4	Cnil	5.24	15.06	7.88	11.50	9.36
39	1/06/28	15:21:47	N Marruecos	3.7	Momi	-6.90	17.52	5.40	13.81	13.51
40	1/07/11	12:10:55	E Tarifa	2.5	Alj	0.46	21.24	34.88	31.91	30.93
41	1/07/24	12:13:49	Algeciras	2.6	Cnil	-11.60	11.52	8.05	6.88	7.04
42	1/08/21	6:35:00	SE Faro	2.7	Alj	-18.47	15.76	14.54	11.58	10.77
43	1/09/01	6:00:28	S Faro	2.7	Alj	2.36	11.91	12.81	9.64	10.23
44	1/09/09	3:11:34	N Marruecos	2.5	Real	-7.93	9.65	13.38	4.58	4.16
45	1/09/17	2:58:50	SE Faro	2.8	SCRT	-4.78	8.40	5.55	2.52	3.27
46	1/09/28	3:38:28	SE Bornos	2.1	Alj	-9.17	19.23	17.63	14.37	13.95
47	1/10/08	11:19:30	El Cuervo	1.7	Gibl	5.47	28.74	32.31	23.45	22.68
48	1/10/09	9:04:10	Ronda	2.2	Real	-3.49	17.00	17.25	10.03	10.67
49	1/10/11	2:30:35	Algar	1.8	Lija	-8.44	16.34	12.10	11.19	12.25
50	1/10/15	1:11:00	Faro	2.7	Lija	-0.61	23.25	20.34	18.61	18.79
51	1/10/15	12:08:03	Estrecho Gibraltar	2.7	Alj	7.18	20.34	33.65	33.56	33.44
52	1/10/16	20:48:22	W Cádiz	2.5	Lija	-5.08	16.05	13.44	10.32	10.77
53	1/10/17	14:37:06	W C° S. Vicente	3.7	Lija	-5.34	17.01	17.38	13.97	15.47
54	1/10/27	23:56:45	Tetuán	3.6	SFS	-14.68	6.81	3.98	3.14	3.44
55	1/11/04	16:06:56	Trebujena	2.5	Gibl	-13.46	18.76	21.73	16.54	17.73
56	1/11/06	22:16:55	Doñana	2.1	Gibl	-19.88	-----	8.22	1.05	0.68
57	1/11/07	8:38:10	Doñana	2.5	Gibl	-5.93	26.02	31.36	24.57	24.41
58	1/11/13	13:50:20	Golfo Cádiz	2.4	Cnil	-12.93	23.45	18.51	16.54	16.81
59	1/11/18	20:26:33	Montellano	2.3	Lija	-2.09	23.87	22.97	18.12	21.50
60	1/11/30	10:09:24	Arcos	2.7	Cnil	-4.39	9.79	2.70	2.99	2.72

Tabla 6. VIII.- Estimación del SNR para la totalidad del registro por los diversos métodos de filtrado.

El método que proponemos obtiene el mayor SNR del registro en el 60% de la base de sismos utilizada, siendo mejor el método de estructuras coherentes en un 60 %, que los filtros Butterworth en un 85%, y un 85% mejor que el banco de filtros elípticos.

Insistimos nuevamente en que los resultados obtenidos para los bancos de filtros lineales corresponden al que maximizó el nivel señal-ruido de la llegada de la onda P, por lo que el resultado presentaría ligeras mejoras si maximizásemos la razón señal-ruido para la totalidad del registro.

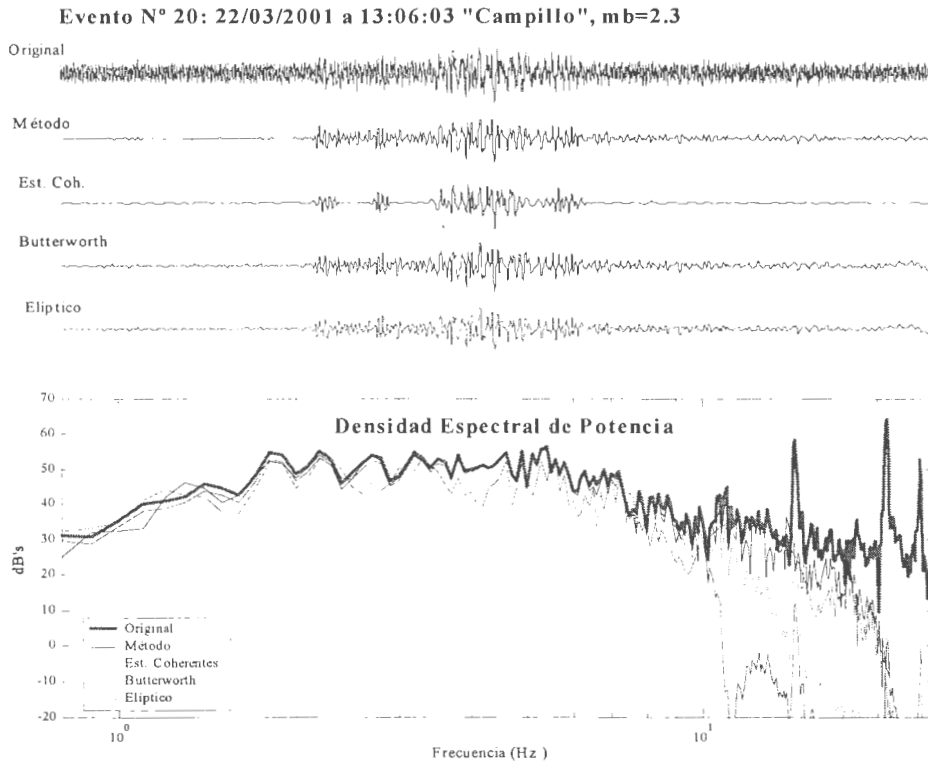


Figura 6. 19.- Evento 20 de la base de los 60 sismos utilizada (22/11/2001 a 13:06:03, “Campillo”, mb=2.3). En la parte superior se muestran las trazas originales y filtradas por las diversas técnicas, observándose el efecto de recorte producido por el método de Estructuras Coherentes. En la figura inferior se muestra la densidad espectral de potencia para cada una de las trazas.

Aunque el método de estructuras coherentes ha obtenido resultados similares (algo inferiores) al propuesto, se ha comprobado que en ciertos casos recorta la forma la onda, además de no reducir los “*spikes*”, por lo que resulta de poca aplicación sobre registros sísmicos. En la figura 6.19 se muestra el efecto de recorte mencionado para el sismo de “Campillo” de 22/03/2001 a 13:06:03, y de magnitud 2.3 (evento n° 20).

En cuanto a la reducción de “*spikes*” el método propuesto muestra los mejores resultados, tanto sobre la base de datos sintética (ver figura 6.17) como sobre la real, en más del 90% de los casos. En la figura 6.20 se muestra un ejemplo para un sismo real (evento número 21), el terremoto de “Jimena” de 28/03/2001 a 12:15:17 y de magnitud 2.4, donde un “*spike*” localizado sobre las primeras llegadas produce la sobreestimación del SNR (tablas 6.VII y 6.VIII). Esta sobreestimación es menor en el caso del método propuesto debido a la reducción del “*spike*”.

Analizando conjuntamente todos los resultados obtenidos a partir de ambas bases de datos, el método propuesto presenta los resultados en todos los aspectos. Además en el 97% de los casos analizados su espectro se adapta mejor a la señal, como se puede apreciar en las figuras mostradas.

Una segunda versión del algoritmo está siendo probada en la actualidad. En esta nueva versión se ha incluido la descomposición por mejor árbol (“*wavelet packets*”), maximizando al SNR de la totalidad del registro (aunque el criterio de maximizado todavía debe ser mejorado). Así mismo el método de reducción de “*spikes*” está siendo modificado.

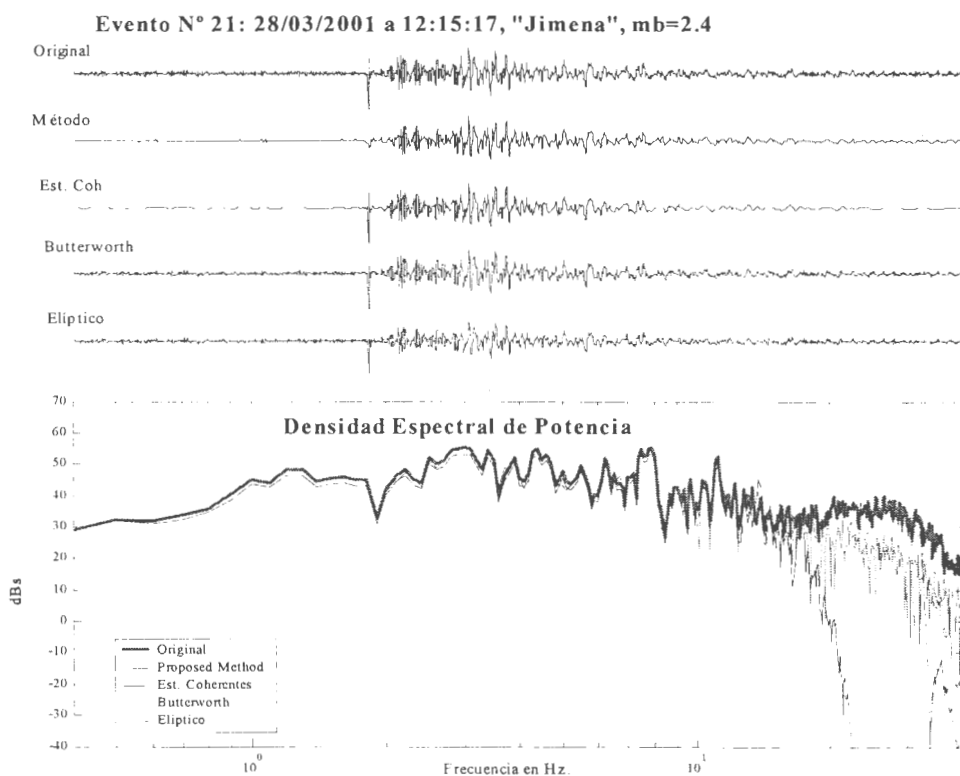


Figura 6. 20.- Evento 21 de la base de los 60 sismos utilizada (28/03/2001 a 12:15:17, "Jimena", mb=2.4). En la parte superior se muestran las trazas originales y filtradas por las diversas técnicas, observándose un "spike" localizado durante las primeras llegadas. En la figura inferior se muestra la densidad espectral de potencia para cada una de las trazas.

6.6. BIBLIOGRAFIA.

Alguacil, G. (1986) "Los instrumentos de una red sísmica local telemétrica para microterremotos. La red sísmica de la Universidad de Granada". Tesis doctoral. Observatorio Universitario de Cartuja. Universidad de Granada. Granada.

Bormman, P.; Wylegalla, K.; y Klinge, K. (1997). "Analysis of broadband seismic noise at the German Regional Seismic Network and search for improved alternative station sites". *Journal of Seismology*, Vol. 1, 357-381.

Cesca, S. (2001). "Estudio del ruido sísmico en la estación de banda ancha de San Fernando (SFUC)". Tesina. Dpto. de Física de la Tierra, Astronomía y Astrofísica I. Facultad de Ciencias Físicas. Universidad Complutense de Madrid.

Daniel, Robert G. (1979). "An intermediate-period field system using a short-period seismometer". *B.S.S.A.*, Vol. 69, N° 5, 1623-1626.

Donoho, D.L. (1994). "De-noising by soft-thresholding". Manuscrito. Dpto. de Estadística, Universidad de Stanford. Disponible en la página WEB: <http://www.stat.stanford.edu/~donoho/Reports/index.html>.

Evans, J.R. (1982). "Running median filters and a general sespiker". B.S.S.A., Vol. 72, N° 1, 331-338.

Fedorenko, Y.V.; y Husebye, E.S. (1999). "First breaks – automatic phase pickings of P- and S-onsets in seismic records". Geophysical Research Letters, Vol. 26, N° 21, 3249-3252.

Galiana, J.J.; Rosa, J.; Jáuregui, P.; Giner, J.; y Botella, F. (2000). "Deconvolución y filtrado mediante Wavelet Packet de Sismogramas de Periodo Corto". Comunicación oral. 2ª Asamblea Hispano Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Lagos (Algarbe, Portugal).

Kuo, Franklin F. (1966). "Network analysis and synthesis". Second Edition. John Willey & Sons. Singapore.

Mallat, S. (1998). "A wavelet tour of signal processing". Academic Press, San Diego, USA.

Oliva, M.A. (1998). "Filtrado de señales sísmicas mediante transformada en wavelets". Comunicación oral. I Asamblea Hispano-Portuguesa de Geodesia y Geofísica. IX Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Aguadulce (Almería).

Oppenheim, A.V.; y Schafer, R.W. (1975). "Digital Signal Processing". Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, USA.

Pazos, A.; González, M.J.; y Alguacil, G. (2000). "Filtrado no lineal, utilizando la transformada Wavelet, de los registros sísmicos de la Red de Corto Periodo del Real Observatorio de la Armada en San Fernando". Comunicación oral. 2ª Asamblea Hispano Portuguesa de Geodesia y Geofísica. Lagos (Algarbe, Portugal).

Pazos, A.; González, M.J.; y Alguacil, G. (2003). "Non-linear filter, using the wavelet transform, applied to seismological records". Journal of Seismology, en prensa, aceptado el 16 de Mayo de 2002.

Plesinger, A.; Zmeskal, M.; y Zednik, J. (1996). "Automated Preprocessing of digital Seismograms. Principles and Software, Version 2.2". Eric Bergman, ed., Prague & Golden, 1996.

Prothero, W.A., Jr.; y Schaecher, W. (1984) "First noise and teleseismic recordings on a new ocean bottom seismometer capsule". B.S.S.A., Vol. 74, N° 3, 1043-1058.

ROA (2000). "Anales 1999. Observaciones Meteorológicas, Sísmicas y Magnéticas". Real Instituto y Observatorio de la Armada, San Fernando.

ROA (2002). "Anales 2001. Observaciones Meteorológicas, Sísmicas y Magnéticas". Real Instituto y Observatorio de la Armada, San Fernando.

Roberts, Peter M. (1989). "A versatile equalization circuit for increasing seismometer velocity response below the natural frequency". B.S.S.A., Vol. 79, N° 4, 1607-1617.

Scherbaum, F. (1996) "Of Poles and Zeros. Fundamentals of Digital Seismology". Kluwer Academic Publishers. Netherlands.

Scherbaum, F. (1997) [1] "Zero Phase FIR filters in digital seismic acquisition systems: Blessing or Curse?". EOS, Mayo.

Scherbaum, F. (1997) [2] "Zero Phase Digital Anti-Alias filters: Problems and Cures". Versión 1.0 (contribución al NMSOP), http://www.geophysik.un...de/firfilt/fir_daaf.htm

Scherbaum, F; y Bouin, M.P. (1997) "FIR filter effects and nucleation phases". Geophys. J. Int. Vol. 130, 661-668.

Stauber, Douglas A. (1983) "Electronically extending the passband of the CALNET seismograph system to longer period". B.S.S.A., Vol. 73, N° 6, 1929-1932.

Ulrych, T.J.; Sacchi, M.D.; y Graul, J.M. (1999). "Signal and noise separation: Art and science". Geophysics, Vol. 64, N° 5, 1648-1656.



CAPITULO 7

ALGORITMOS DE DETECCION

7.1. Introducción.	170
7.2. Algoritmos en el dominio del tiempo.	170
7.2.1. Algoritmos de medias móviles (STA/LTA).	170
7.2.2. Algoritmos basados en la demodulación compleja.	177
7.2.3. Algoritmos de envolvente.	179
7.2.4. Algoritmo basado en el sesgo y la curtosis.	181
7.3. Algoritmos basados en la transformada de Walsh.	183
7.4. Algoritmos basados en la transformada de Hilbert.	186
7.5. Algoritmos basados en la STFT.	188
7.6. Análisis de los resultados.	189
7.7. Bibliografía.	194

7.1. INTRODUCCION.

La adquisición continua produce un enorme volumen de datos que deben ser almacenados y analizados, bien de forma automática, bien por la inspección de un analista.

Esta situación ha forzado a que numerosos sismólogos desarrollasen sistemas de detección de eventos y algoritmos de “picking”. Los primeros encaminados a discernir las señales sísmicas del ruido presente, mientras que los segundos se encaminan en la identificación y datación de fases.

La red de corto periodo del ROA funciona actualmente por disparo (“*trigger*”), aunque se pretende, en un futuro no lejano, cambiar a un sistema de adquisición continua. En este sistema la detección automática se plantea como una posible ayuda, indicando las ventanas de tiempo de probable presencia de señal sísmica, ya que la localización en tiempo cuasi real no es un factor prioritario para esta red.

En la práctica, los algoritmos disponibles en la actualidad realizan estas tareas de forma parcial y con limitaciones. Así, Withers et al. (1998) realizan una comparación de diversos algoritmos de detección mostrando que ninguno de ellos es óptimo para todas las situaciones posibles.

Zhao y Takano (1999) aplican algoritmos basados en inteligencia artificial indicando que hasta ahora ningún sistema logra detectar y datar todos los eventos observados por un analista, tal y como señala también Trnkoczy (2002).

Para seleccionar el algoritmo que mejor funciona sobre los datos registrados por la red del ROA, se revisarán y analizarán diversos algoritmos que operan sobre una estación monocomponente (vertical), aplicándolos sobre las bases de datos sintética y real ya utilizadas en el capítulo anterior.

7.2. ALGORITMOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

Los algoritmos que trabajan en el dominio del tiempo (base euclídea) se basan en enfatizar alguna propiedad de la señal sísmica característica en este dominio, ya sea su amplitud, envolvente o su potencia, y normalmente trabajan sobre la señal previamente filtrada con objeto de incrementar la razón señal ruido.

El algoritmo más sencillo sería la detección por nivel umbral. Este algoritmo sólo sería eficaz para señales con un elevado nivel de señal ruido, como es el caso de muchos acelerómetros, cuya finalidad es el registro de movimientos fuertes.

En este estudio sólo analizaremos cuatro tipos de algoritmos en el dominio del tiempo, basados en la razón entre medias móviles (STA/LTA), la denominada demodulación compleja, la estimación de la envolvente o basados en las propiedades estadísticas del sesgo y la curtosis.

7.2.1. ALGORITMOS DE MEDIAS MOVILES (STA/LTA).

Los algoritmos basados en la razón entre medias móviles (STA/LTA) son los más ampliamente utilizados en sismología. La idea principal es comparar la media de

los datos en una ventana de corta duración (STA) frente a la correspondiente en una ventana mayor (LTA). Cuando se produce una llegada de la señal sobre el nivel de ruido, ambas medias se ven incrementadas, pero el cambio será mucho más abrupto en la de corta duración.

Este tipo de algoritmos son ampliamente conocidos, por lo que no entraremos mucho en el detalle de su funcionamiento, ni en la elección de sus parámetros. Una explicación ampliamente detallada puede encontrarse en Trnkoczy (2002) entre otros.

Prothero (1980) calcula en primer lugar el LTA mediante un filtro recursivo IIR, mientras que utiliza un filtro FIR para el cálculo del STA, fijando el umbral en un factor de 8:

$$\begin{aligned}
 a) \quad LTA_i &= LTA_{i-1} + \frac{|X_i - \bar{X}| - LTA_{i-1}}{N} \\
 b) \quad STA_i &= \frac{\sum_{j=i-N+1}^i |X_j - \bar{X}|}{N}
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

donde “ X_i ” representa la muestra en el instante “ i ”, “ \bar{X} ” el *offset*, y “ N ” la longitud de la ventana utilizada (2048 para el LTA y 32 para el caso del STA).

El segundo sumando de la ecuación (7-1 a) lo considera como un factor correctivo y es multiplicado por algún factor cuando es negativo, al objeto de acelerar su recuperación tras un incremento apreciable.

Tras varios ensayos previos, hemos probado el algoritmo variando la razón a un factor de 4 y utilizando una confirmación de 25 disparos sobre una ventana de 50 muestras (0.5 segundos). Los resultados se muestra en la figura 7.1.

Debemos destacar que los datos han sido filtrados previamente mediante un filtro Butterworth paso bajo de tercer orden con una frecuencia de corte de 15 Hz. al objeto de eliminar ruido de alta frecuencia, incrementando la razón señal ruido.

Hemos considerado como detecciones tardías a las que se producen más allá de los 5 segundos posteriores a la primera llegada.

Al aplicar el algoritmo sobre la base de datos sintéticos se ha podido comprobar que el instante de disparo se produce antes cuanto mayor sea la razón señal-ruido, correspondiendo los disparos más tardíos a las señales ruidosas, no produciéndose ningún falso disparo.

Los resultados sobre sismos reales presentan resultados similares, pero con un 13.3% de falsos disparos, en su mayoría debidos a espurios y en un 5% de los casos a cambios del nivel de ruido registrado. En el histograma sólo se presentan los disparos producidos durante los 5 segundos siguientes a la llegada de la onda “P” datada por el analista, considerando los demás casos como tardíos. De estos últimos, el 90% de los casos se relacionan con la llegada de la onda “S” mientras que el 10% restante se asocian a otras fases no identificadas por el analista.

BASE DE DATOS SINTETICOS

BASE DE DATOS REALES

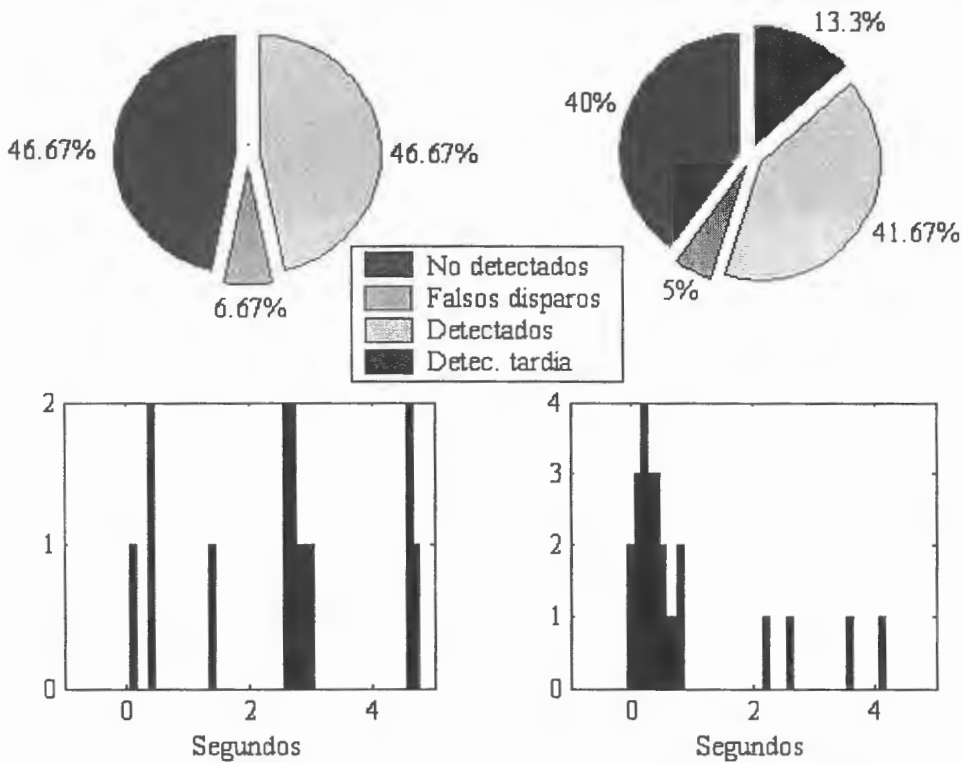


Figura 7. 1.- Porcentajes de detección e histogramas obtenidos al aplicar el algoritmo de Prothero (1980) a las bases de datos sintéticos y reales, ya utilizadas en el capítulo 6.

McEvelly y Majer (1982) aplican los filtros de medias móviles sobre la secuencia formada por el promedio de los valores absolutos de la señal original una vez eliminada la componente de continua:

$$\begin{aligned}
 a) \quad X'_i &= \frac{\sum_{j=i-N}^i |X_j - \bar{X}|}{N} & (7.2) \\
 b) \quad Y_i &= \frac{X'_i + (N-1) \cdot Y_{i-1}}{N}
 \end{aligned}$$

donde “ X_i ” representa la muestra original en el instante “ i ”, “ \bar{X} ” la media (“offset”), “ X' ” la nueva secuencia y $N=16$.

Los valores del STA y LTA son calculados por la ecuación (7.2 b) con un valor de “ N ” de 4096 para el LTA y de 16 para el STA. El nivel umbral lo establecen en 4, aunque la datación se realiza desde el instante en que el valor del STA se mantiene por encima de 1.5 veces el LTA.

Al igual que en caso anterior, hemos añadido la condición del número de votos para la determinación del disparo del algoritmo, con el fin de reducir el número de falsos disparos por efecto de “spikes”. Los resultados se muestran en la figura 7.2.

BASE DE DATOS SINTETICOS

BASE DE DATOS REALES

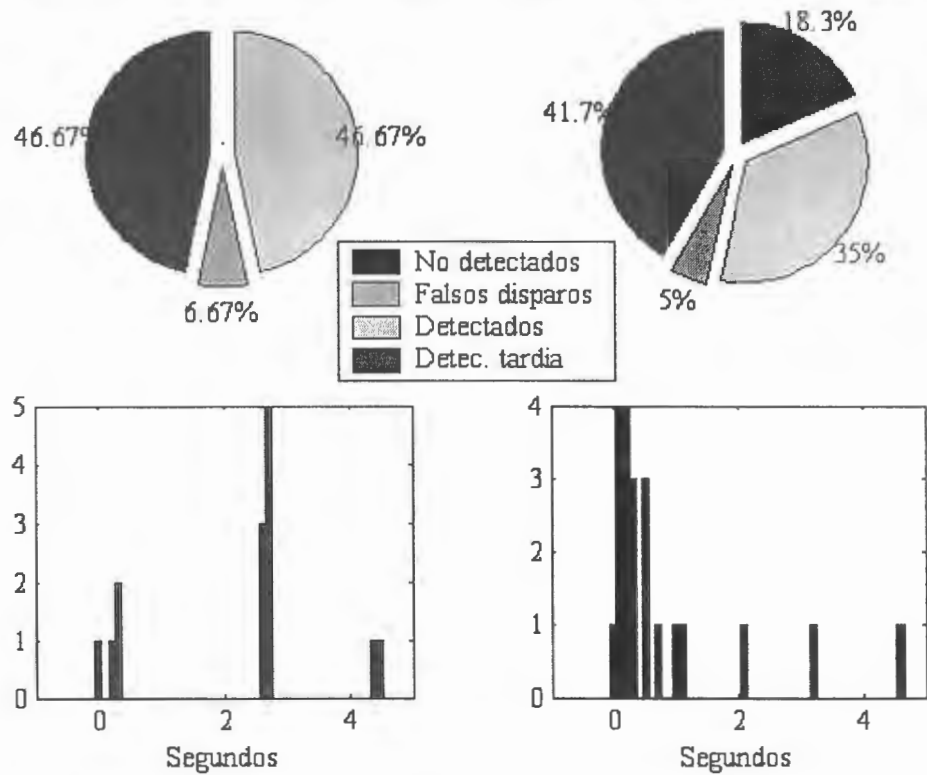


Figura 7. 2.- Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de McEvelly y Majer (1982) aplicado a las bases de datos sintéticos y reales, ya utilizadas en el capítulo 6.

La aplicación de este algoritmo sobre la base de datos sintética muestra los mismos resultados que para el algoritmo anterior, pero funciona peor sobre la base de sismos reales, lo que se debe a que los datos no han sido previamente filtrados.

Por otro lado, los histogramas muestran dataciones adelantadas a la primera llegada, lo que se debe a que la condición de datación es inferior a la de disparo.

Evans y Allen (1983) desarrollaron un algoritmo para la detección de telesismos que opera sobre la salida de dos filtros paso banda (0.5 a 2 Hz y 3 a 8 Hz).

Para cada uno se calcula el STA, el LTA por medio del siguiente filtro (similar a los anteriores):

$$Y_i = C \cdot X_i + (1 - C) \cdot Y_{i-1} \quad (7.3)$$

donde "X_i" representa el dato filtrado en el instante "i", y "C" es una constante (ver tabla 7.I).

Además, aplicando la ecuación (7.3) calculan la media móvil del valor absoluto de la diferencia entre el STA y LTA, que denomina STAV, que tiene en cuenta las inestabilidades producidas por espurios, reduciendo el número de falsos disparos.

Establecen varios niveles umbrales (tabla 7.1) dependientes del canal (banda de bajas o altas frecuencias), no sobre la razón entre el STA y LTA, sino sobre el cociente entre la diferencia entre el STA y el STAV, y el valor del LTA.

	<i>Bajas Frecuencias</i> <i>(0.5 – 2 Hz)</i>	<i>Altas Frecuencias</i> <i>(3 – 8 Hz)</i>
C (STA)	0.5	0.025
C (LTA)	0.0025	0.0025
C (STAV)	0.0005	0.0005
Umbral	TH1 = 2.6 TH2 = 5.0	TH3 = 2.0

Tabla 7. 1.- Valores de las constantes y niveles umbrales utilizados para la prueba del algoritmo de Evans y Allen (1983). Los valores mostrados difieren de los indicados en el artículo original, y fueron seleccionados tras varias experiencias previas.

Sólo serán declaradas como eventos cuando suceden uno de los dos casos siguientes:

Primer caso:

- La razón (STA-STAV)/LTA excede a TH1 durante 35 muestras en una ventana de 40 (0.4 segundos).
- No haber superado TH2 durante el minuto anterior.
- No superar TH3 desde 2 segundos antes hasta 1 segundo después.

Segundo caso:

- Exceder TH2 al menos una vez.
- Superar TH1 90 veces durante el segundo (100 muestras) posterior.

Este algoritmo fue diseñado para la detección de telesismos, mientras que las bases de datos utilizadas en este trabajo se componen de sismos locales y regionales principalmente. Por ello hemos añadido un tercer caso siguiendo la filosofía del artículo original:

- TH3 es excedido durante 0.1 segundos en el 75% de las muestras.
- TH1 se es superado durante los 0.5 segundos posteriores al menos en el 75% de las muestras.

Este último supuesto considera el hecho de que los sismos locales y regionales presentan un alto contenido de energía en ambas bandas.

Los resultados de las pruebas realizadas sobre las bases de datos se muestran en la figura 7.3.

Este algoritmo presenta un alto número de falsos disparos sobre la base de datos sintéticos, mientras que se muestra más robusto al actuar sobre datos reales, donde el porcentaje se mantiene en el mismo orden que los otros algoritmos analizados. Por otro lado, la detección sobre datos sintéticos es relativamente elevada (50%) mientras que al actuar sobre datos reales disminuye hasta el 38% (detecciones tardías incluidas).

Creemos que estos efectos se deben a que las condiciones de disparo para el caso introducido necesitan un mayor refinamiento.

BASE DE DATOS SINTETICOS

BASE DE DATOS REALES

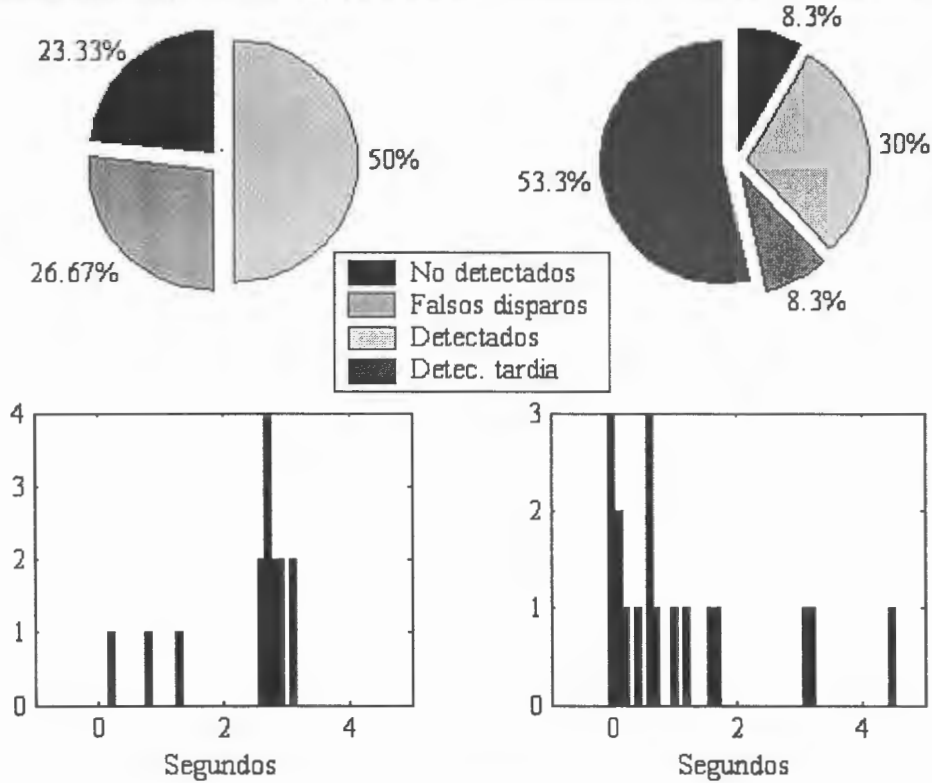


Figura 7. 3.- Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Evans y Allen (1983) aplicado a las bases de datos sintéticas y reales, ya utilizadas en el capítulo 6.

Pazos y Alguacil (1995) presentaron los resultados sobre una base de telesismos registrados por la red de corto periodo del ROA, obteniendo un 77.5% de detecciones y el 5% de falsos disparos.

Olivares et al. (1983) prueban tres algoritmos basados en la razón STA/LTA con señales de terremotos ocurridos en la Depresión de Granada, de los que hemos seleccionado dos.

El primero (EVENT 2) calcula las medias móviles mediante filtros FIR:

$$Y_i = \frac{\sum_{j=i-N}^i |X_j - X_{i-1}|}{N} \quad (7.4)$$

siendo N el número de muestras de la ventana (64 para el STA y 2048 para el LTA).

Se declara un evento cuando la razón STA/LTA es superior a dos durante el 75% de ventana de 1 segundo.

Los resultados se muestran en la figura 7.4, pudiéndose observar que las pruebas sobre ambas bases no han producido falsos disparos y reducen el número de disparos tardíos, concentrando la detección en el primer segundos posterior a la onda P (caso de datos reales).

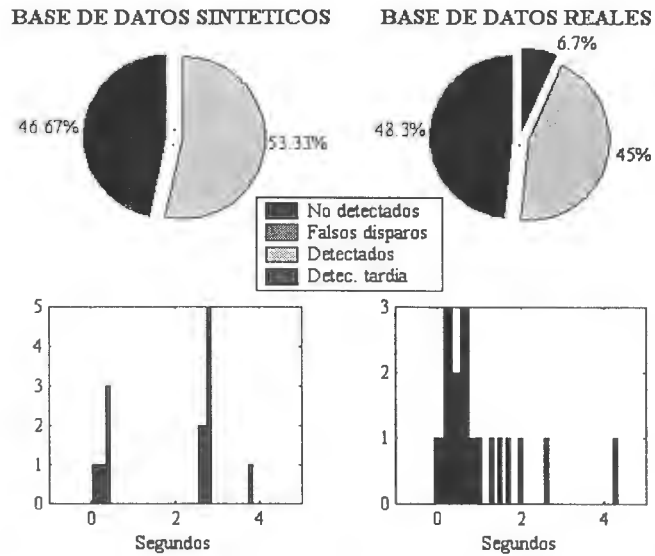


Figura 7. 4.- Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo EVENT 2 de Olivares et al. (1983) aplicado a las bases de datos sintéticos y reales, ya utilizadas en el capítulo 6.

El segundo algoritmo ensayado es el que denominan EVENT 3 modificado. Los promedios se calculan aplicando filtros IRR sobre la diferencia de muestras:

$$Y_i = Y_{i-1} + \frac{|X_i - X_{i-1}| - Y_{i-1}}{N} \quad (7.5)$$

donde “N” vale, al igual que antes, 64 o 2048 para el STA y el LTA respectivamente.

Las condiciones de disparo son iguales a las utilizadas en las pruebas del EVENT 2, y los resultados, algo peores que en el caso anterior, se muestran en la figura 7.5.

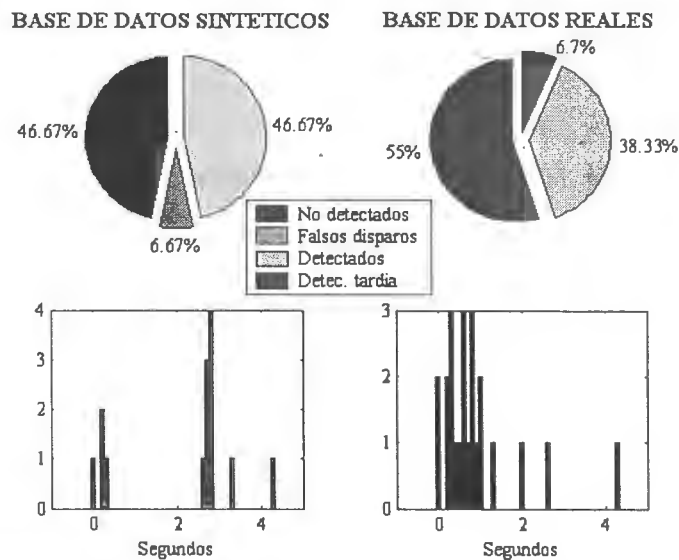


Figura 7. 5.- Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo EVENT 3 modificado de Olivares et al. (1983) aplicado a las bases de datos sintéticos y reales, ya utilizadas en el capítulo 6.

7.2.2. ALGORITMOS BASADOS EN LA DEMODULACION COMPLEJA.

Las denominadas series de demodulación compleja (**Roberts y Christoffersson, 1991**) se obtienen aplicando, en el dominio del tiempo, la propiedad de desplazamiento en frecuencia de la transformada de Fourier y aplicando un filtro posteriormente.

La propiedad de desplazamiento en frecuencia equivale a la multiplicación en el tiempo por una exponencial (“ $e^{-j\omega t}$ ”), obteniendo así una nueva serie compleja que es filtrada paso baja con frecuencia de corte “ $\delta\omega$ ”, lo que equivaldría a retener información de la señal original en la banda que se extiende desde “ $\omega-\delta\omega$ ” hasta “ $\omega+\delta\omega$ ”.

Hemos probado el algoritmo de detección siguiendo las indicaciones expuestas por Roberts y Christoffersson (1991). En primer lugar formamos las series complejas aplicando el teorema de desplazamiento en frecuencia:

$$Y_{\omega_i} = X_i \cdot e^{j\omega_i t} \quad (7.6)$$

donde “ ω ” toma los valores correspondientes para 2, 4, 6, 8 y 10 Hz.

Cada una de las series obtenidas es filtrada paso bajo mediante un filtro Butterworth de 5º orden y frecuencia de corte 1.5 Hz, obteniendo cinco series de demodulación compleja. Como ya hemos señalado, cada una de las series retiene la información de la señal original en una banda de 3 Hz (ver tabla 7.II) centrada en cada una de las frecuencias utilizadas en la ecuación (7.6).

	Frecuencias de corte en Hz	
	Baja	Alta
f = 2 Hz	0.5	3.5
f = 4 Hz	2.5	5.5
f = 6 Hz	4.5	7.5
f = 8 Hz	6.5	9.5
f = 10 Hz	8.5	11.5

Tabla 7. II.- Banda de frecuencias equivalentes a la demodulación compleja.

Para detectar señales sísmicas se aplica la razón STA/LTA sobre el cuadrado del módulo de cada una de las series, utilizando un filtro IIR (ecuación (7.2 b) con un valor de N de 4096) para el LTA y un filtro FIR de 16 muestras para el STA.

Cuando se supera el nivel umbral (establecido en un valor de 5) se le asigna un peso de 3 para el canal de frecuencias más bajas y 1 a los demás, siendo nulo si no se excede este nivel.

Las nuevas series de peso se suman en cada instante formando una nueva serie que denominaremos SDWN.

La detección se produce cuando $SDWN > 2$ durante el 70% de una ventana de 1 segundo (70 de 100 muestras). En la figura 7.6 se muestra la evolución de una señal para la banda de 4 Hz., y los resultados de las pruebas se muestran en la figura 7.7.

ROBERTS Y CHRISTOFFERSSON (1991): CANAL 4 Hz.

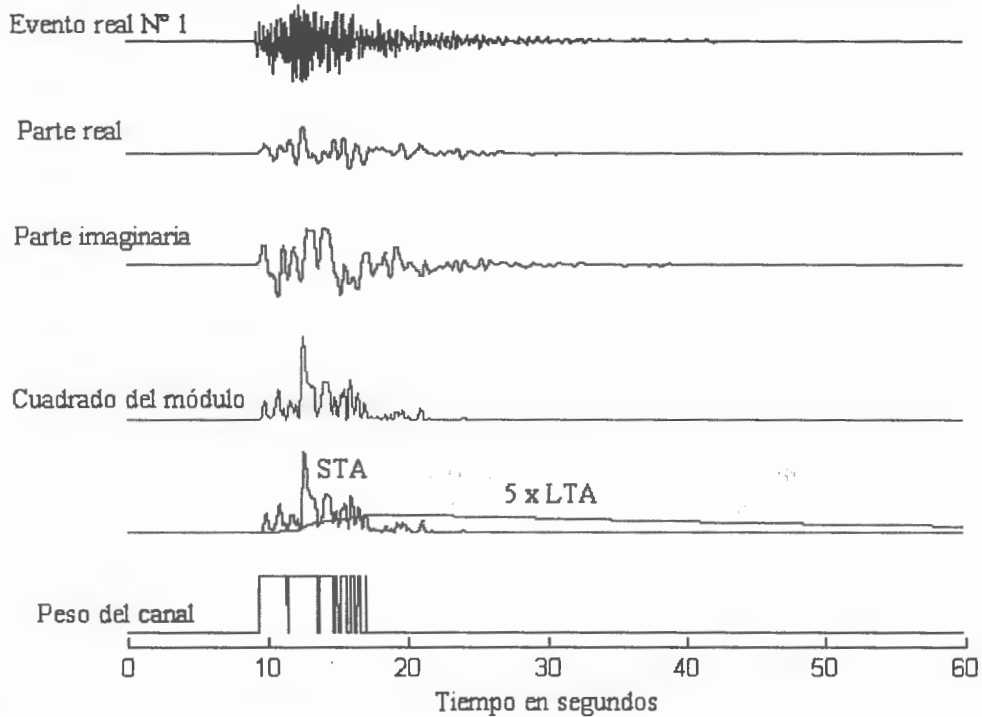


Figura 7. 6 Evolución del algoritmo de Roberts y Christoffersson (1991) para el canal de 4 Hz del evento Nº 1 de la base de datos reales (Sismo de Sierra Lijar de 08/01/1999 a 13:09:52 UTC, mb=2.5). En la figura se muestran: la señal original, la parte real e imaginaria de la demodulación compleja para la frecuencia de 4 Hz, y el cuadrado de su módulo, los valores del STA frente al producto del nivel umbral por el LTA, y, en la parte inferior, el peso asignado a este canal (1 ó 0 en este caso) para el cálculo del SDWN utilizado en la detección.

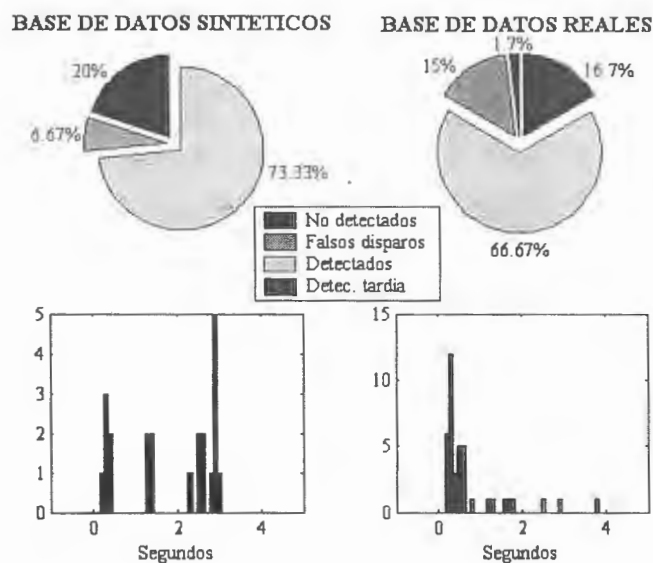


Figura 7. 7 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Roberts y Christoffersson (1991) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

Como puede apreciarse este algoritmo presenta un elevado porcentaje de disparos (83.4% incluidos los disparos tardíos sobre la base de datos reales), manteniendo un aceptable porcentaje de falsos disparos (15% para la base de datos reales y el 6.7% para los datos sintéticos).

Además, los resultados sobre datos reales muestran que el disparo se efectúa en su mayoría dentro del primer segundo posterior a la llegada de la onda P.

7.2.3. ALGORITMOS DE ENVOLVENTE.

De entre los algoritmos que estiman la envolvente de la señal, quizá el más representativo sea el desarrollado por Baer y Kratochvil (1987). En él la función envolvente de la señal viene dada por la ecuación no lineal siguiente:

$$e_i^2 = x_i^2 + \dot{x}_i^2 \frac{\sum_{j=1}^i x_j^2}{\sum_{j=1}^i \dot{x}_j^2} \quad (7.7)$$

donde “x” es la señal y “ \dot{x} ” su derivada.

Para evitar falsos disparos debidos a cambios bruscos del nivel de ruido y a espurios, la función característica la estima de la siguiente forma:

$$SF_i = e_i^4$$

$$CF_i = \frac{(SF_i - \overline{SF_i})}{S_i} \quad (7.8)$$

donde “ \overline{SF} ” es la media y “S” la desviación estándar, contabilizadas desde el principio hasta el instante considerado. Cuando la función característica (“CF”) es superior a 5 se produce una posible detección. El valor de la desviación típica no se actualiza cuando la función característica es superior a 10.

Se declara un evento cuando la función característica supera el umbral durante 25 muestras de una ventana de 0.3 segundos (30 muestras), permitiendo así que, debido a la complejidad de las señales sísmicas, pueda estar por debajo del umbral durante un pequeño intervalo.

Para el cálculo de la derivada hemos utilizado la fórmula de tres puntos, que puede ser encontrada en numerosos textos de cálculo numérico, por ejemplo en Burden y Douglas Faires (1985).

En la figura 7.8 se muestra la evolución del algoritmo para el evento real N° 14 (sismo de Olvera del 13 de Febrero de 2001 a 110243 UTC, mb=2.5) registrado por la estación de corto periodo “LIJA” y con un SNR estimado de 20 dB para la onda P (14 dB para todo el registro).

En la figura 7.9 se muestran los resultados obtenidos por este algoritmo al aplicarlo sobre las bases de datos sintética y real.

BAER Y KRADOLFER (1987): ENVOLVENTE.

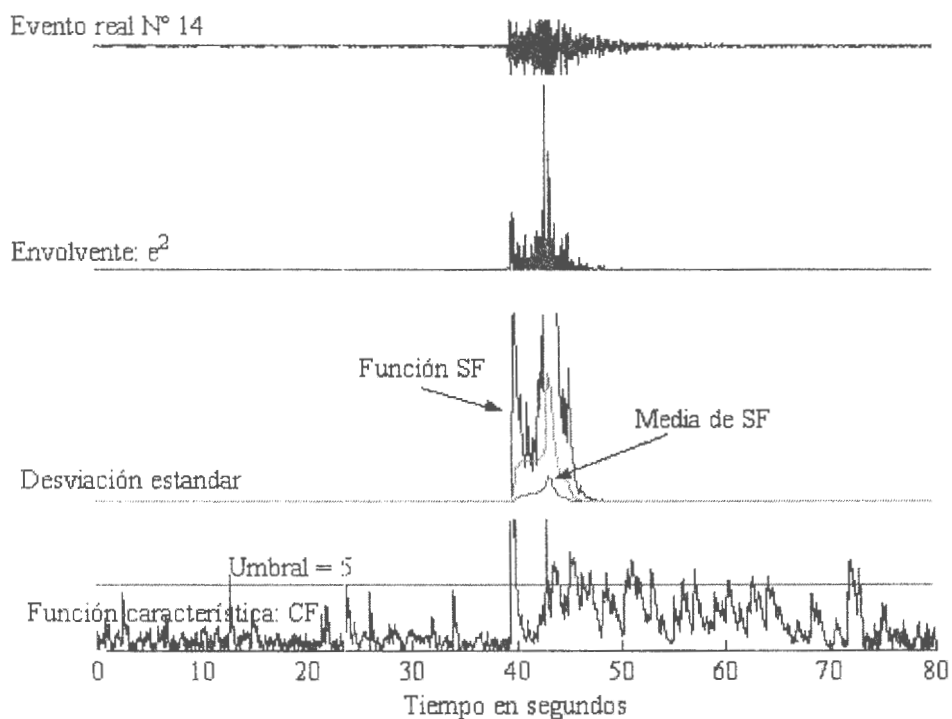


Figura 7. 8.- Evolución del algoritmo de Baer y Kradolfer (1987) para el evento N° 14 de la base de datos reales (Terremoto de Olvera de 13/02/2001 a 11:02:43 UTC. mb=2.5). En la figura se muestra de arriba abajo: la señal original, la envolvente, la función SF, su media y desviación estándar (estimadas desde el comienzo hasta el instante considerado), y la función característica CF y el nivel umbral establecido.

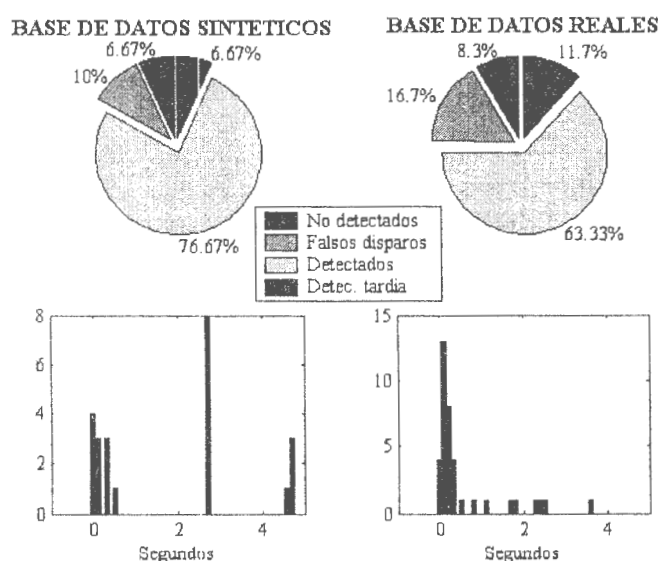


Figura 7. 9 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Baer y Kradolfer (1987) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

7.2.4. ALGORITMO BASADO EN EL SESGO Y LA CURTOSIS.

Savvaidis et al. (2002) desarrollan un algoritmo detector de fase basado en las propiedades estadísticas del sesgo y la curtosis para estaciones de tres componentes.

La idea principal es la identificación de una señal no gaussiana (señal sísmica) inmersa en ruido simétricamente distribuido y que por tanto presentan valores de sesgo (tercer orden) y de curtosis (cuarto orden) nulos. En cambio, la asimetría de la distribución de la señal sísmica presenta altos valores de sesgo y curtosis, debido a su larga cola.

El sesgo (γ_3) y la curtosis (γ_4) de una serie finita se calcula por:

$$\begin{aligned}\gamma_3 &= \frac{\sum_{j=1}^N (x_j - m_x)^3}{(N-1) \cdot \sigma_x^3} \\ \gamma_4 &= \frac{\sum_{j=1}^N (x_j - m_x)^4}{(N-1) \cdot \sigma_x^4} - 3\end{aligned}\quad (7.9)$$

donde “ m_x ” es la media de la serie, y “ σ_x ” su desviación estándar.

Savvaidis et al. (2002) aplican esta idea a las escalas de baja frecuencia obtenidas del análisis multirresolución y para las 3 componentes. Para enfatizar más los altos valores del sesgo y la curtosis efectúan el producto cruzado de las 3 componentes.

Tras varias pruebas, hemos ensayado un algoritmo algo diferente pero basado en las mismas ideas expuestas por ellos.

Nosotros calculamos el sesgo y la curtosis utilizando la media y desviación estándar calculada para todo el registro, y aplicamos los sumatorios de la ecuación (7.9) a una ventana móvil de 1 segundo.

La métrica se forma multiplicando el valor absoluto del sesgo por la curtosis (siempre positiva) y se suaviza por la media de 16 puntos.

Hemos establecido como nivel umbral 5 veces la mediana de la métrica de los primeros 15 segundos del buffer, donde se supone “a priori” que no hay presencia de señal. Si este promedio es demasiado bajo (en el caso de un ruido gaussiano debería ser nulo) se fija en 5 diezmilésimas (obtenido experimentalmente).

Para evitar falsos disparos por espurios, se ha impuesto un criterio de duración mínima, fijado en el 90% de los votos para una ventana de 0.5 segundos.

En la figura 7.10 se muestra un ejemplo de la evolución de la señal, y en la 7.11 los resultados obtenidos.

EVENTO REAL N° 16: NE TETUAN 24/02/2001 11:01:24 UTC mb=2.7

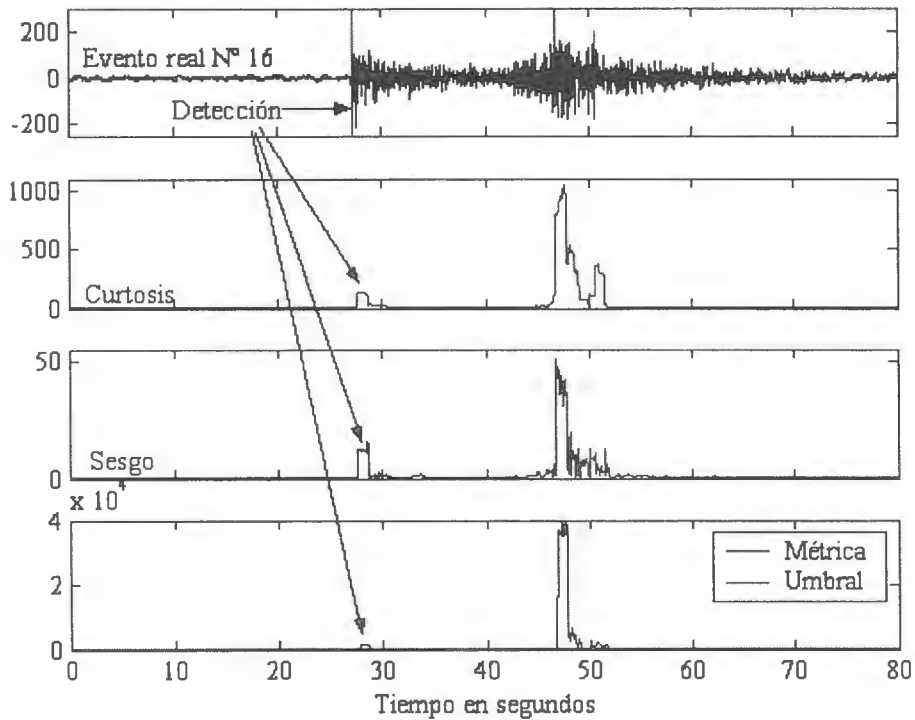


Figura 7. 10.- Evolución del algoritmo de Savvaidis et al. (2002) para el evento N° 16 de la base de datos reales (Terremoto al NE de Tetuán de 24/02/2001 a 11:0:24 UTC. mb=2.7). En la figura se muestra la señal original, la kurtosis, el valor absoluto del sesgo, y la métrica utilizada frente al nivel umbral.

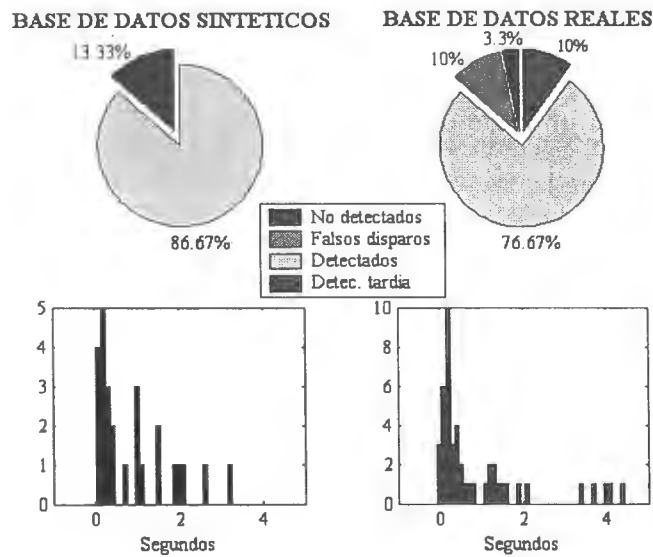


Figura 7. 11 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Savvaidis et al. (2002) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

Como puede apreciarse, este algoritmo presenta un alto porcentaje de aciertos (76.6% dentro los 5 primeros segundos, y un 10% de detecciones tardías respecto a la onda P), aunque el porcentaje de falsos disparos es algo elevado (10%).

7.3. ALGORITMOS BASADOS EN LA TRANSFORMADA DE WALSH.

Las funciones de Walsh, definidas en 1923 por J.L. Walsh, forman una base ortogonal, y aunque sólo toman los valores +1 y -1, presentan propiedades similares a las series trigonométricas. En la figura 7.12 se muestran las siete primeras secuencias.

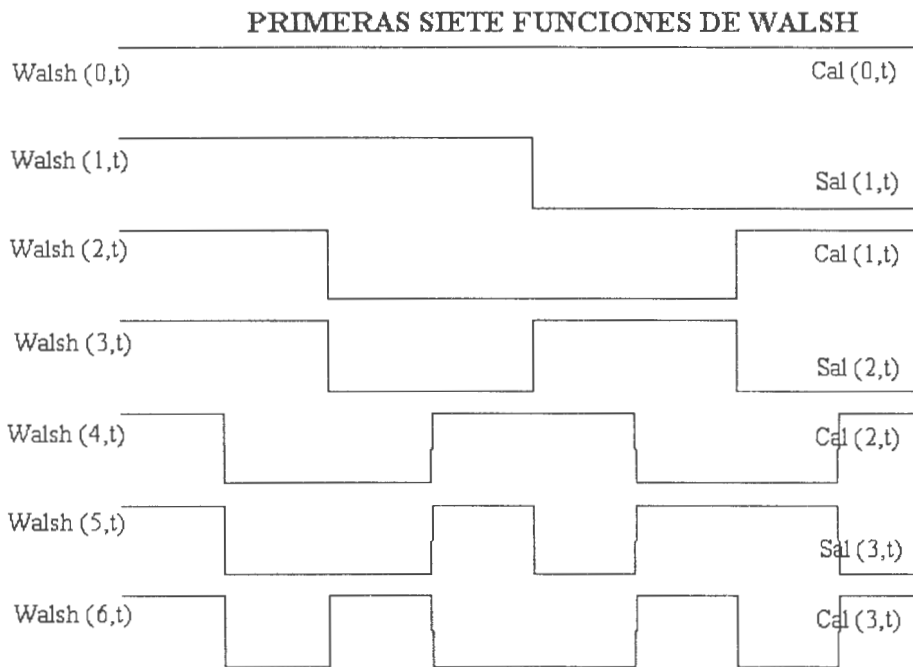


Figura 7. 12 Primeras siete secuencias de Walsh. A la derecha se indica otra nomenclatura utilizada en literatura, por semejanza con las series trigonométricas.

La nomenclatura indicada a la derecha es utilizada en diversos textos debido a la semejanza de las secuencias de Walsh con el signo que toman las series trigonométricas (las denominadas “Sal” se refieren a la semejanza con las series de senos, mientras que las funciones denominadas “Cal” a las series de cosenos).

Goforth y Herrín (1981) las utilizan en su algoritmo de detección debido a que los coeficientes se calculan de forma más rápida que utilizando senos y cosenos:

$$s_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot Walsh(k, i) \quad (7.10)$$

Los datos digitales son analizados en ventanas (1.28 segundos) que desplazamos de muestra en muestra, pesándolos de forma inversamente proporcional al contenido de ruido del canal “k” correspondiente.

La estimación del contenido espectral de ruido se ha efectuado utilizando un pre-evento de 5.12 segundos, al que se le ha aplicado la transformada dada por la ecuación (7.10).

Posteriormente se forma la métrica mediante la suma de los valores absolutos de los coeficientes correspondientes a la banda de que se extiende desde 0.6 a 11 Hz:

$$m_i = \sum_{k=2}^{28} s_{k,i} \quad (7.11)$$

El nivel umbral se establece mediante la siguiente ecuación:

$$T = V_{50} + K \cdot (V_{75} - V_{50}) \quad (7.12)$$

donde “T” es el nivel umbral, “V₅₀ y V₇₅” son la mediana y el 75 percentil de los 512 valores previos respectivamente, y “K” es una constante, que experimentalmente se ha fijado en 5.1.

Finalmente hemos establecido una confirmación de 5 ventanas consecutivas.

En la figura 7.13 se muestra la métrica y el nivel umbral para el evento sintético número 30.

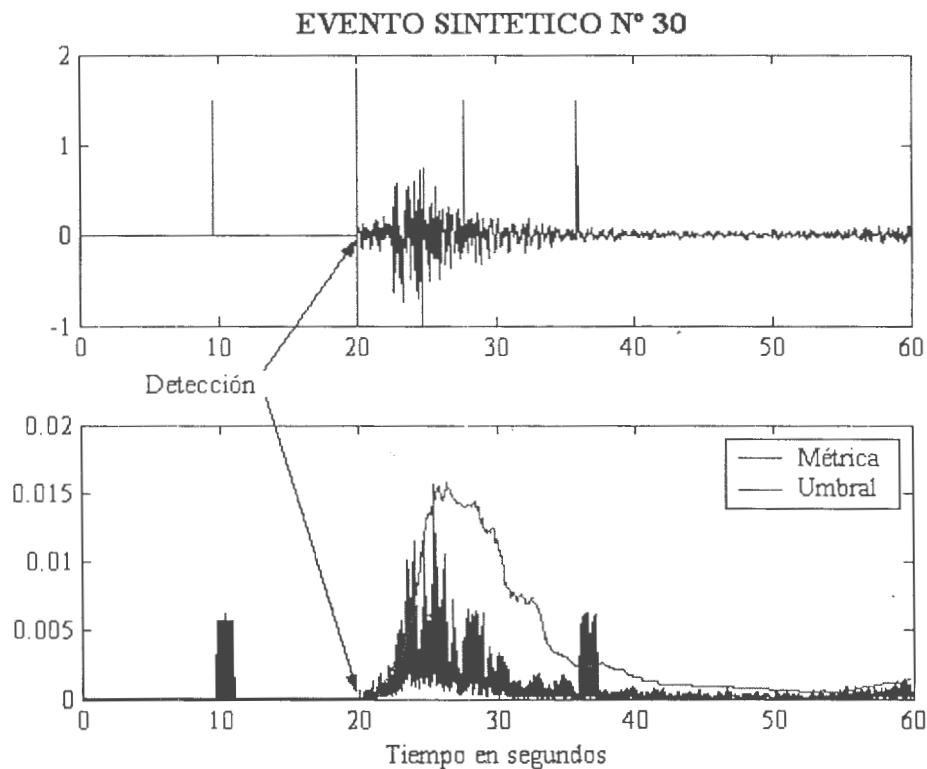


Figura 7. 13 Métrica y nivel umbral calculado para el evento sintético Nº 30 al aplicar el algoritmo de Goforth y Herrin (1981).

En la figura 7.14 se muestran los resultados obtenidos al aplicar este algoritmo a las bases de datos sintéticas y reales.

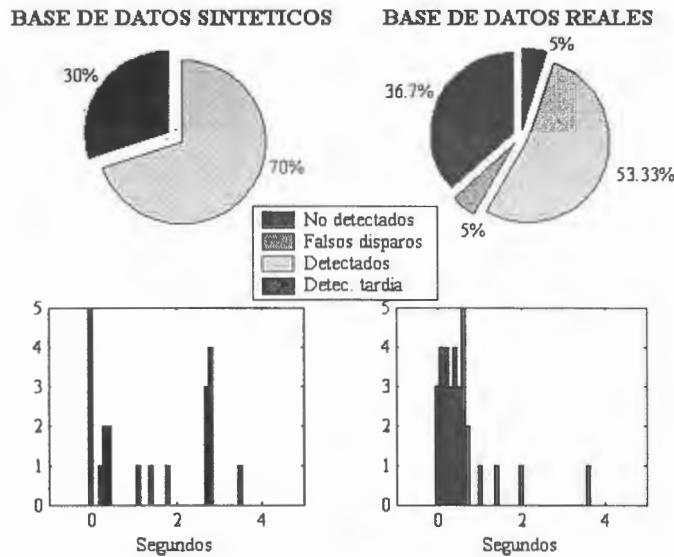


Figura 7. 14 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Goforth y Herrin (1981) al aplicarlo a las bases de datos sintéticas y reales.

Michael et al. (1982) aplican la transformada de Walsh en su algoritmo de detección diseñado para operar en la red sísmica MIT (situada en Nueva Inglaterra).

Como en el caso anterior, los coeficientes de Walsh son calculados en ventanas de 128 puntos (1.28 segundos) que se desplazan de muestra en muestra.

El canal cero ("k=0") corresponde a la componente de continua por lo que es eliminado. Los demás coeficientes se agrupan por parejas, ya que cada dos series consecutivas representan las misma frecuencia pero desfasadas (ver figura 7.12, series 1 y 2; 3 y 4;...), y se suman los cuadrados de la siguiente forma:

$$S_p = s_{2p-1}^2 + s_{2p}^2 \quad (7.13)$$

Por tanto, los 128 canales iniciales se han reducido a la mitad.

De igual forma, se estima la potencia del ruido para cada canal ("N_p"), aplicando la ecuación (7.13) al pre-evento de 5.12 segundos.

La métrica viene dada por la suma de las razones señal ruido:

$$m = \sum_p \frac{S_p}{N_p} \quad (7.14)$$

donde el sumatorio se extiende a los canales correspondientes a la banda de 0.6 a 11 Hz, y el nivel umbral se establece por la ecuación (7.12) con un valor de "K" de 5.1.

En la figura 7.15 se muestran los resultados obtenidos.

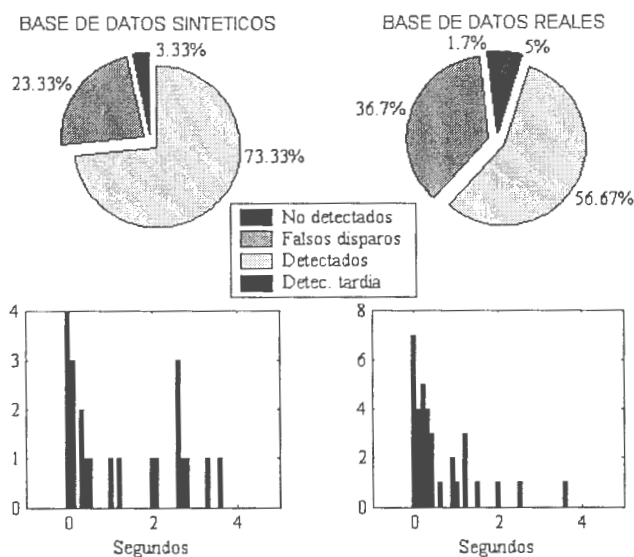


Figura 7. 15 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Michael et al. (1982) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

Como se aprecia en la figura, este algoritmo presenta un elevado número de falsos disparos debidos a espurios y cambios en las características de ruido. Debemos señalar que el nivel de ruido se ha estimado en el pre-evento de 5.12 segundos suponiendo, por tanto, que permanece invariable a lo largo del registro.

7.4. ALGORITMOS BASADOS EN LA TRANSFORMADA DE HILBERT.

La transformada de Hilbert de una señal se obtiene desfasando -90° todas sus componentes espectrales.

Earle y Shearer (1994) la utilizan para la determinación de la envolvente de una señal en su algoritmo de detección.

Nosotros hemos aplicado como envolvente el cuadrado de la dada por ellos:

$$E(t) = x(t)^2 + \bar{x}(t)^2 \quad (7.15)$$

donde “E” es la envolvente (representa el cuadrado de la amplitud instantánea), “x” el sismograma, y “ \bar{x} ” su transformada de Hilbert.

Sobre la envolvente, aplicamos un algoritmo STA/LTA con ventanas de 0.5 y 3 segundos respectivamente. Esta razón se suaviza mediante un filtro Hanning de 1 segundo, obteniendo la función “SRF” (*signal ratio function*).

Finalmente, se establece un nivel umbral de 2.5 con una confirmación de disparo del 90% en una ventana de 0.5 segundos.

En la figura 7.16 se muestra la evolución de la señal para el evento real nº 57 (sismo de Doñana de 07/11/2001 a 08:38:10 UTC, mb=2.5).

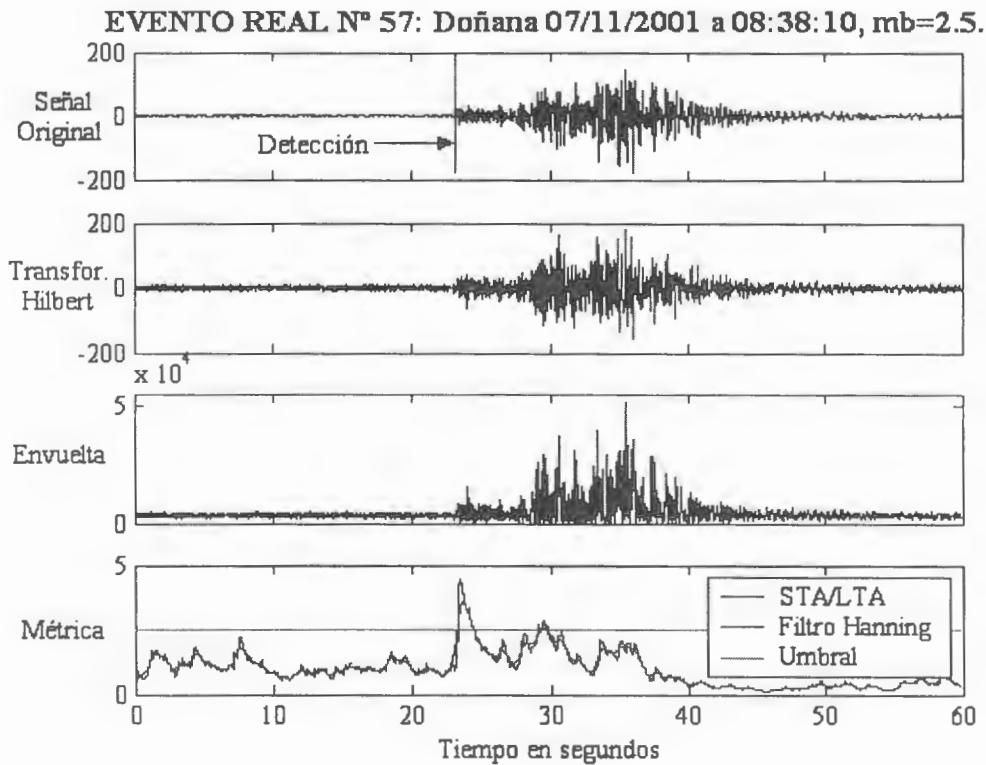


Figura 7. 16 Evolución del algoritmo de Earle y Shearer (1994) al aplicarlo al evento real n° 57 (terremoto de Doñana del 07/11/2001 a 08:38:10 UTC, mb=2.5).

Los resultados obtenidos (figura 7.17) sobre las bases de datos de prueba muestran porcentaje de aciertos relativamente pobre y con un nivel de falsos disparos elevado.

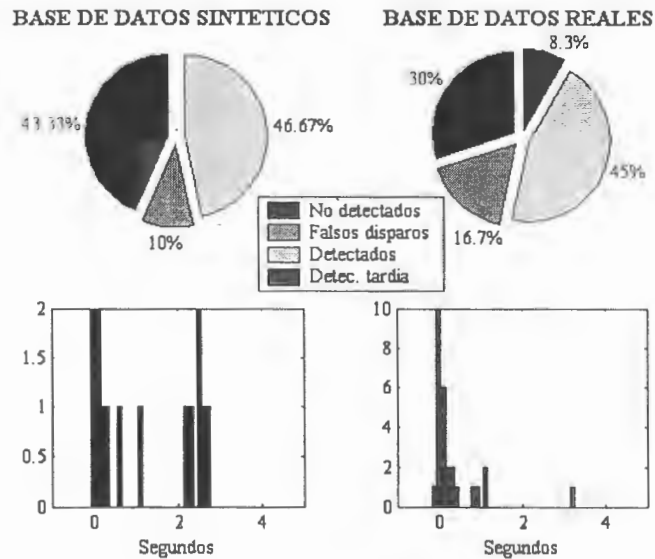


Figura 7. 17 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Earle y Shearer (1994) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

7.5. ALGORITMOS BASADOS EN LA STFT.

Gledhill (1985) utiliza la Transformada de Fourier “ventaneada” (*Short Time Fourier Transform*, STFT) para la detección de sismos regionales.

Para ello calcula los coeficientes de Fourier en ventanas de 1 segundo, estimando la amplitud espectral mediante la suma de las partes reales e imaginarias, en lugar de sus cuadrados.

Estas amplitudes espectrales se suman en 5 bandas de igual ancho (1 a 4 Hz; 5 a 8 Hz; 9 a 12 Hz; 13 a 16 Hz; y de 17 a 20 Hz).

En cada una de estas bandas estima el promedio de largo término tanto para las series obtenidas como para sus diferencias (LTA y DLTA respectivamente), calculando el nivel umbral como:

$$TS(k) = LTA(k) + R \cdot (DLTA(k) + 0.5 \cdot LTA(k)) \quad (7.16)$$

donde “k” es el número de la banda, “R” una constante (que hemos fijado en 3), y “DLTA” y “LTA” son, como ya se indicó, los promedios de largo periodo de las diferencias espectrales y del espectro respectivamente (experimentalmente fijado en 5 segundos).

Cuando el espectro en una banda supera al umbral, se asigna el peso de la banda correspondiente a la banda (que hemos fijado como 3, 2, 2, 1, 1 en orden ascendente de frecuencia). La suma de los pesos en cada instante proporciona la métrica “SDWN” (Spectral difference weight number).

La detección se produce cuando se supera el valor de 5 durante el 66.6% de una ventana de 0.3 segundos. (En nuestro ensayo hemos desplazado las ventanas de muestra en muestra, mientras que en el artículo original las ventanas no se solapan).

En la figura 7.18 se muestran los resultados obtenidos.

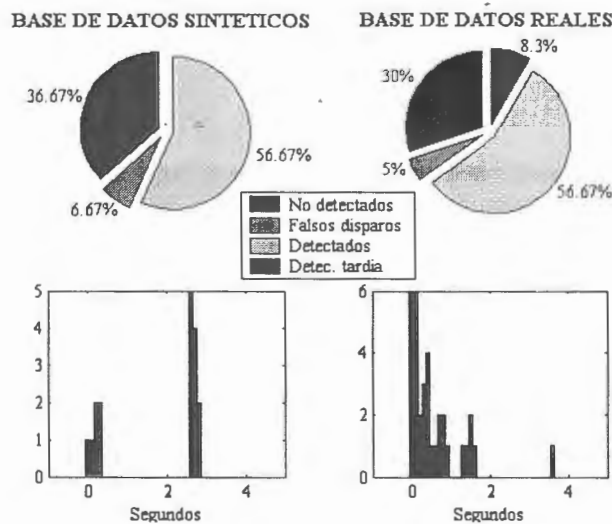


Figura 7. 18 Porcentajes de detección e histogramas del algoritmo de Gledhill (1985) al aplicarlo a las bases de datos sintéticos y reales.

Como puede apreciarse el algoritmo se comporta mejor sobre la base de datos reales que sobre los sintéticos, presentando menores diferencias en el datado de la primera llegada con el analista. La principal razón, al igual que en casos anteriores, se debe a que en la base de datos sintéticos los registros se contaminaron, en proporciones aleatorias, con ruido sísmico, “espurios” de gran amplitud y ruido artificial periódico que afecta a determinadas bandas de frecuencia.

En la figura 7.19 se muestra un ejemplo de la evolución del algoritmo para el caso del evento real nº 6 de Zahara de la Sierra, ocurrido el 18 de Noviembre de 1999 a las 06:55:07 UTC, y $mb=1.8$.

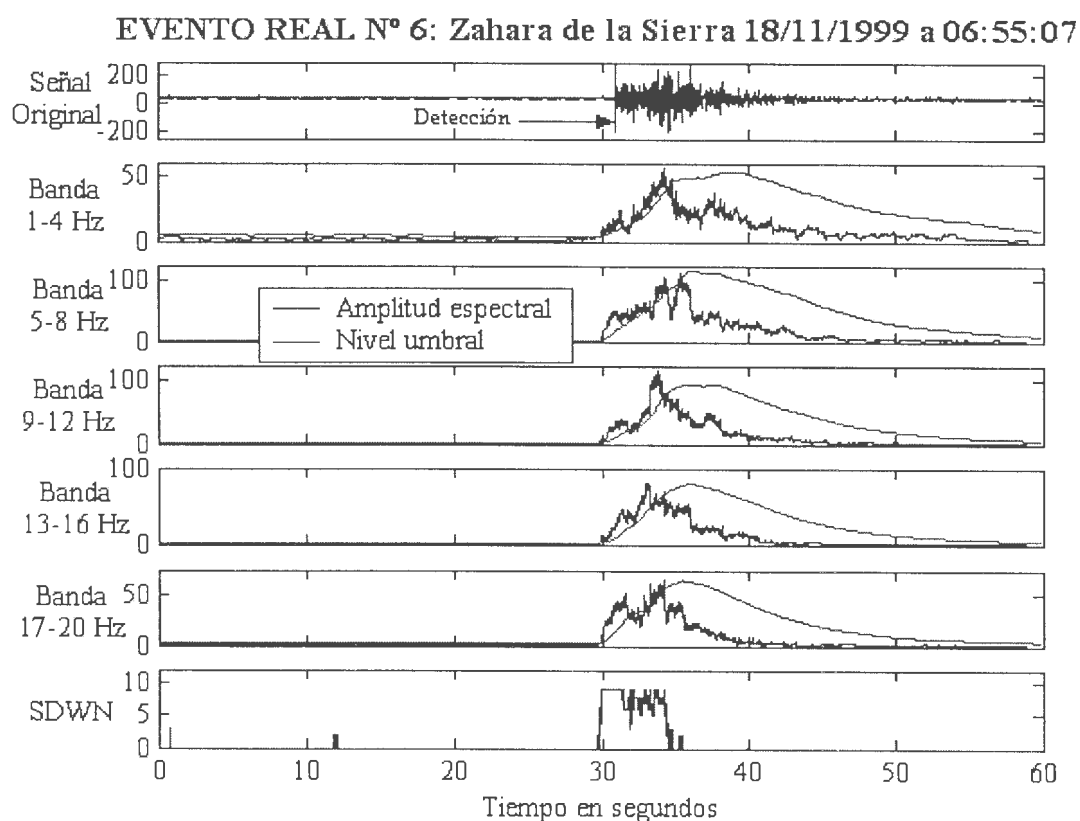


Figura 7. 19 Evolución del algoritmo de Gledhill (1985) al aplicarlo al evento real nº 6 (terremoto de Zahara de la Sierra del 18/11/1999 a 06:55:07 UTC, $mb=1.8$). En la figura se muestra la señal original y las amplitudes espectrales en cada una de las cinco bandas junto al correspondiente nivel umbral (TS). En la parte inferior se muestra la métrica compuesta por la suma de los pesos asignados en cada banda.

7.6. ANALISIS DE LOS RESULTADOS.

Como puede apreciarse, el algoritmo que mejor ha funcionado es el sugerido por Savvaidis et al. (2002), tanto sobre la base de datos sintéticos como reales, concentrando la mayoría de dataciones con un error inferior al segundo.

En la tabla 7.III se indican las diferencias en datación entre los algoritmos ensayados y el analista, para la base de datos sintéticos.

	SNR (dB)	Prothero (1980)	McEvelly (1982)	Evans (1983)	Olivares (2) (1983)	Olivares (3) (1983)	Roberts (1991)	Baer (1987)	Savvaids (2002)	Goforth (1981)	Michael (1982)	Earle (1994)	Gledhill (1985)
1	-0.28 (-12)	--	--	--	--	--	--	-4.70	--	--	--	--	--
2	-0.19 (-11)	--	--	--	--	--	--	--	--	--	-3.62	--	--
3	-10.38 (-10)	--	--	-3.09	--	--	--	--	--	-2.73	-2.76	--	--
4	-20.70 (-9)	--	--	--	--	--	--	-4.74	--	--	-3.26	--	--
5	-8.58 (-8)	--	--	-3.07	--	--	--	-7.19	-3.24	-2.67	-2.65	--	--
6	-0.05 (-7)	--	--	--	--	--	--	-4.61	-2.12	--	-2.68	--	--
7	-13.91 (-6)	--	--	--	--	--	-2.92	-4.71	-2.65	-3.48	8.81	--	--
8	-11.77 (-5)	--	--	-2.87	--	--	-2.80	-2.68	-1.55	--	-2.63	-2.99	--
9	-8.18 (-4)	--	--	--	--	--	-2.51	-2.66	-1.47	--	-2.61	--	--
10	-9.45 (-3)	--	--	--	--	--	-2.88	-2.73	-1.96	--	-2.08	--	--
11	-8.12 (-2)	--	--	-2.91	--	--	-2.57	-2.72	-1.95	--	-2.04	-2.86	--
12	-1.67 (-1)	--	--	-2.68	-2.77	-2.76	-2.89	5.51	-1.03	-0.34	12.61	--	-2.71
13	-4.22 (0)	--	--	-2.79	-2.77	-2.80	-1.40	-7.73	-0.72	-2.73	10.35	--	-2.68
14	-0.80 (1)	--	--	-2.70	-2.75	-2.75	-2.94	2.02	-1.04	-1.41	9.46	--	-2.78
15	-2.82 (2)	-4.59	-3.98	-2.81	--	--	-2.55	-2.68	-1.09	--	-1.19	-2.64	-2.84
16	0.51 (3)	-4.67	-3.96	0.02	-2.66	-2.66	-2.96	-0.34	-0.18	-0.39	-0.38	--	-2.75
17	-0.55 (4)	-2.89	-2.26	-2.72	--	--	-2.31	-2.67	-1.04	-2.80	-1.00	-2.57	-2.64
18	2.27 (5)	-4.60	-2.26	0.05	-2.65	-2.62	-2.93	-0.09	-0.14	-0.34	-0.08	-2.85	-2.72
19	1.62 (6)	-2.81	-2.20	-2.67	--	--	-1.37	-0.46	-0.36	-2.80	-0.54	-2.52	-2.63
20	3.03 (7)	-3.01	-2.20	-2.64	-2.79	-2.80	-2.57	-2.66	-0.38	-1.76	14.99	-2.68	-2.64
21	3.73 (8)	-2.70	-2.16	-2.61	-3.78	-4.28	-1.35	-0.33	-0.29	-2.80	-0.35	-2.48	-2.63
22	5.80 (10)	-2.64	-2.12	-1.26	-2.80	-3.30	-1.33	-0.26	-0.28	-2.80	-0.28	-2.46	-2.62
23	8.55 (12)	-1.38	-2.10	-0.76	-2.80	-2.82	-0.35	-0.14	-0.17	-1.09	-0.07	-0.20	-0.26
24	10.63 (14)	-2.65	-2.08	0.39	-0.45	-0.28	-0.41	-0.05	-0.11	-0.22	-0.05	-0.36	-0.35
25	12.54 (16)	-2.63	0.16	0.03	-0.38	-0.24	-0.39	-0.04	-0.12	-0.04	-0.05	-0.25	-0.19
26	13.90 (18)	-0.37	0.20	-0.20	-2.65	-2.65	-0.34	-0.12	-0.28	-0.37	-0.08	-0.14	-0.25
27	16.30 (20)	-0.36	0.33	0.29	-0.33	-0.22	-0.34	-0.04	-0.14	-0.04	-0.04	-0.13	-0.11
28	21.11 (25)	9.46	9.96	9.88	-0.43	9.46	9.32	2.02	-0.18	-0.03	9.46	9.46	9.45
29	28.39 (32)	-0.12	0.43	2.65	-0.13	-0.04	-0.18	-0.01	-0.19	-0.01	-0.02	0.06	-0.05
30	39.31 (64)	10.44	10.88	15.97	-0.22	10.35	10.30	-2.66	-0.23	-0.01	10.35	10.90	10.34

Tabla 7. III.- En la tabla se indican las diferencias de tiempos, para la onda P, en segundos entre el analista y los algoritmos ensayados (indicados únicamente por el primer autor y el año), sobre la base de datos sintéticos. Las diferencias negativas indican dataciones posteriores a las señaladas por el analista, mientras que las positivas, indicadas en negrilla, señalan falsos disparos. La razón señal ruido (expresada en decibelios) indicada para cada evento se refiere a la onda P, mientras que entre paréntesis se indica la SNR para la totalidad del registro.

* Para el algoritmo de McEvelly y Majer (1982), la datación se efectuó con un umbral de 1.5, mientras que para la detección se utilizó un valor de cuatro. Por ello, algunas diferencias positivas no corresponden con falsos disparos.

Como podemos apreciar en la tabla, la mayoría de los algoritmos se disparan a partir de un nivel umbral para la razón señal ruido calculada para la totalidad del registro, no siendo tan clara en relación a la estimada para la onda P (en una ventana de 2 segundos).

Los numerosos falsos disparos para los eventos 28 y 30 se deben a la presencia de espurios próximos en el pre-evento, lo que hace que la métrica supere los umbrales correspondientes durante mayor tiempo (confirmación de disparo), ya que no hay suficiente tiempo para que el rápido incremento provocado en la métrica por un espúreo recupere su nivel normal.

Los algoritmos basados en la razón STA/LTA son los más simples aunque presentan los porcentajes de acierto más bajo, y mayores diferencias en los tiempos de llegada, no siendo muy adecuados para la datación ("picking") de eventos.

Como cabía esperar, la datación mejora (en general) al incrementar la SNR de la señal. En particular el algoritmo de Savvaidis et al. (2002) mantiene la diferencia inferior a 0.4 segundos a partir de una SNR de 5 decibelios.

En la tabla 7.IV se muestran los resultados para la base de datos reales.

	SNR (dB)	Prothero (1980)	McEvilly (1982)	Evans (1983)	Olivares (2) (1983)	Olivares (3) (1983)	Roberts (1991)	Baer (1987)	Savvaidis (2002)	Goforth (1981)	Michael (1982)	Earle (1994)	Gledhill (1985)
1	30.03 (24.71)	-0.06	0.44	1.50	-0.08	-0.04	-0.18	-0.08	-0.08	-0.03	-0.03	0.21	-0.04
2	-0.16 (-5.41)	--	--	--	--	--	-0.65	-2.41	-1.48	--	-1.24	-1.48	-1.43
3	13.86 (3.41)	--	--	--	-0.26	-0.27	36.27	-0.80	-0.81	-0.23	24.32	-1.04	-0.78
4	-19.17 (-15.42)	-6.20	-7.99	--	--	--	13.91	-8.43	-1.23	--	0.73	-8.56	--
5	23.95 (13.76)	-0.27	0.33	-0.01	-0.33	-0.68	-0.26	-0.04	-0.05	-0.11	-0.03	0.07	-0.05
6	1.36 (-1.17)	-0.23	0.36	-0.01	-0.19	-0.21	-0.18	-0.02	-0.16	-0.08	18.06	0.07	-0.03
7	-1.41 (0.24)	--	--	--	--	--	-0.77	-0.48	-0.48	--	10.85	--	--
8	-3.91 (-5.87)	--	--	--	--	--	-0.61	--	-0.04	-29.89	-0.65	--	--
9	-20.84 (-17.55)	--	--	--	--	--	-10.24	--	-1.60	--	-10.25	--	--
10	-23.03 (-11.56)	--	-7.56	--	--	--	-5.76	-0.31	-4.02	--	6.37	--	--
11	-11.51 (15.84)	-29.05	-28.44	-33.81	-28.59	-28.72	-28.74	-28.98	-34.05	-29.02	-0.40	-28.79	-28.96
12	-0.39 (18.19)	0.93	1.43	1.35	--	--	0.81	0.91	--	0.94	14.46	1.23	0.93
13	0.86 (2.07)	--	-4.07	--	-4.27	-4.27	-1.74	14.03	-1.32	--	-1.54	--	--
14	20.22 (13.92)	-0.05	0.46	0.38	-0.05	-0.05	-0.18	-0.02	-0.07	-0.03	-0.03	0.24	-0.04
15	-8.53 (-8.04)	--	--	--	--	--	-0.44	-1.11	-0.69	--	-1.21	-1.33	-1.61
16	2.29 (-3.37)	-0.44	0.18	-0.17	-0.39	-0.39	-0.32	-0.11	-0.18	-0.19	-0.02	-0.19	-0.22
17	4.91 (4.99)	--	--	--	-2.62	-2.56	-1.63	-0.22	0.40	-0.68	9.74	--	--
18	-0.08(-7.59)	-3.63	--	-3.20	--	--	-3.76	-3.63	--	-3.60	-3.61	-3.38	-3.62
19	-0.04 (-4.53)	--	--	--	--	--	-1.80	-2.55	-2.06	--	-2.49	--	--
20	-3.09 (-4.13)	--	--	-5.61	--	--	-0.39	-0.22	-0.20	--	-0.19	-0.18	-0.47
21	-0.29 (2.87)	-0.02	-0.48	11.65	-1.02	-1.03	11.39	11.55	-0.01	11.58	11.58	11.69	11.56
22	-14.34 (-16.14)	--	--	--	--	--	-1.31	--	-4.08	--	-0.44	--	--
23	8.33 (8.64)	-0.83	-0.63	-1.75	--	--	-0.54	-0.25	-0.39	-1.05	-0.35	-0.28	-0.36
24	-9.56 (-15.24)	-0.76	-0.18	-0.56	-0.72	-0.77	-0.60	-0.16	-0.19	-0.63	22.08	-0.47	-0.71
25	-18.33 (-14.31)	--	--	--	-0.46	--	-5.62	6.73	1.01	--	-0.86	--	--
26	-27.84 (-20.54)	--	--	--	-15.66	--	-13.00	-29.45	-10.69	--	12.91	--	--
27	27.85 (24.11)	-0.22	0.43	0.02	-0.33	-0.26	-0.27	-0.09	-0.33	-0.03	-0.03	0.05	-0.05
28	-0.46 (6.62)	-0.50	-53.36	--	-1.49	--	-0.35	-0.15	-0.21	-0.29	-0.08	-0.13	-0.20
29	2.26 (-5.44)	-4.14	--	--	--	--	-0.33	-0.15	-0.15	--	-0.29	-0.14	-0.15
30	-0.02 (-11.70)	-128.19	-127.32	--	--	--	-121.13	-7.37	-119.98	--	6.19	-128.28	-7.43
31	29.51 (30.17)	-0.18	0.33	-0.96	-1.29	-1.32	-0.33	-0.10	-1.31	-0.27	-0.05	-0.08	-0.09
32	0.63 (1.52)	-0.68	--	--	--	--	-0.53	-0.16	-0.16	-0.63	-0.20	-0.17	-0.58
33	-0.22 (-16.30)	--	--	--	-2.01	--	-21.05	-1.78	-1.06	-1.97	-1.21	--	--
34	28.42 (18.62)	-0.11	0.39	-0.64	-0.21	-0.22	-0.23	-0.02	-0.44	-0.15	-0.02	0.09	-0.04
35	-6.55 (-1.37)	--	--	-1.21	--	--	-1.20	-2.31	-1.18	--	-1.05	-1.37	-1.31
36	3.97 (1.24)	-0.22	0.30	-0.06	-0.61	-0.65	-0.32	-0.10	-0.24	-0.53	-0.11	-0.09	-0.15
37	-28.70 (-15.35)	-5.73	-5.14	--	--	--	-0.24	-0.14	0.29	-0.44	0.11	-0.19	--
38	-0.03 (5.24)	-2.62	--	--	--	--	-2.86	--	-0.17	--	17.69	-0.20	-0.95
39	-18.28 (-6.90)	5.92	6.43	-0.44	--	--	5.79	5.92	-10.72	5.93	5.92	6.38	5.91
40	1.20 (0.46)	-0.44	0.19	-0.14	-0.56	-0.58	-0.34	-0.20	-0.48	-0.43	-0.26	-0.19	-0.44

41	-9.16 (-11.60)	--	--	--	--	--	-9.33	--	-1.89	--	-2.01	--	--
42	-13.70 (-18.47)	-22.45	-21.48	--	-0.70	-0.84	-0.59	-0.27	-0.10	-0.70	-0.44	-0.52	-0.76
43	-5.55 (2.36)	--	-12.66	--	-36.80	-36.82	-6.33	-6.93	-4.36	--	-6.95	--	--
44	-2.99 (-7.93)	--	--	-7.06	--	--	48.60	200.95	-0.60	--	48.59	-1.41	-1.54
45	-15.11 (-4.78)	--	--	--	--	--	-0.34	-0.26	0.06	-0.46	13.65	-0.33	--
46	-15.41 (-9.17)	-2.24	-1.64	--	-1.70	-1.98	-0.50	-0.16	-0.30	-0.36	-0.19	-0.53	-0.71
47	3.61 (5.47)	-0.60	-2.68	-3.15	--	--	-0.35	-0.31	-0.27	-0.59	-0.27	-0.28	-0.42
48	-4.71 (-3.49)	--	--	-5.11	--	--	-0.54	28.33	-0.39	--	-0.94	--	-5.51
49	-9.79 (-8.44)	-5.51	-5.02	-5.39	--	--	-2.50	1.05	1.07	-6.11	-0.20	-5.40	-5.52
50	-9.71 (-0.61)	-26.44	-25.66	--	--	-25.55	13.91	-25.14	-1.36	-1.44	0.81	--	-1.50
51	7.15 (7.18)	-0.35	0.30	-1.64	-0.23	-0.27	-0.46	-0.10	-0.40	-0.10	36.94	-0.10	-0.28
52	2.88 (-5.08)	-0.53	0.00	-0.56	-0.57	-0.60	-0.42	-0.19	-0.14	-0.57	22.36	-0.18	-0.40
53	-9.58 (-5.34)	-39.56	-38.81	--	-39.47	-39.54	-5.40	-37.07	-3.74	--	-37.10	-39.56	-40.01
54	-11.75 (-14.68)	--	--	--	-0.87	--	-0.61	19.92	-18.53	-0.57	19.66	--	--
55	-9.18 (-13.46)	-0.15	0.35	-4.51	-0.70	-0.97	0.05	-0.07	0.06	-0.18	5.44	0.10	-0.10
56	-10.97 (-19.88)	--	--	--	--	--	3.28	-0.12	-3.44	-0.40	-0.20	--	-0.29
57	-10.46 (-5.93)	-0.32	0.03	-0.66	-0.47	-0.85	-0.25	0.11	-0.18	-0.34	-0.07	-0.06	-0.12
58	-7.60 (-12.93)	26.47	0.00	--	-0.76	-0.93	-0.34	-0.13	-0.09	-0.53	26.49	-0.20	-0.33
59	2.65 (-2.09)	-0.37	0.23	-0.04	-0.42	-0.54	-0.34	-0.08	-0.17	-0.20	-0.08	-0.13	-0.09
60	-7.44 (-4.39)	--	--	--	--	--	--	-1.68	-5.37	--	--	--	--

Tabla 7. IV.- En la tabla se indican las diferencias de tiempos, para la onda P, en segundos entre el analista y los algoritmos ensayados (indicados únicamente por el primer autor y el año), sobre la base de datos reales. Las diferencias negativas indican dataciones posteriores a las señaladas por el analista, mientras que las positivas, indicadas en negrilla, señalan falsos disparos. La razón señal ruido (expresada en decibelios) indicada para cada evento se refiere a la onda P, mientras que entre paréntesis se indica la SNR para la totalidad del registro.

* Para el algoritmo de McEvelly y Majer (1982), la datación se efectuó con un umbral de 1.5, mientras que para la detección se utilizó un valor de cuatro. Por ello, algunas diferencias positivas no corresponden con falsos disparos.

Al igual que antes, los algoritmos basados en la razón STA/LTA obtienen los peores resultados, tanto en los porcentajes de detección como en el datado.

El algoritmo de Michael et al. (1982), basado en la transformada de Walsh, presenta un alto número de falsos disparos, mientras que tan sólo el 1.7% de los casos no son detectados. Un mejor refinamiento de los parámetros utilizados podría mejorar los resultados, pero tras varias pruebas hemos comprobado que los cambios evaluados para disminuir el número de falsos disparos reducen enormemente la capacidad de detección del algoritmo. Un mayor número de pruebas sobre una base más amplia podría resultar en una mejora global de los resultados de este algoritmo.

El evento n° 12 (terremoto de Alhucemas de 02/02/2001 a 13:44:08, mb=3.7) no ha sido correctamente detectado por ninguno de los algoritmos, debido al gran número de espurios de gran amplitud que enmascaran totalmente el registro.

El sismo n° 21 (Jimena, 28/03/2001 a 12:15:17, mb=2.4) es similar al anterior pero con menor número de espurios, lo que permite que en algunos casos se detecte correctamente.

Nuevamente, el algoritmo sugerido por Savvaidis et al. (2002) presenta los mejores porcentajes tanto en detección como en datación.

En la figura 7.20 se muestran las diferencias en los tiempos de llegada para los algoritmos con mejores resultados (Roberts y Christoffersson (1991), Baer y Kradolfer (1987), Savvaidis et al. (2002), Goforth y Herrin (1981), y Gledhill (1985)) en función del nivel señal ruido estimado para la totalidad del registro.

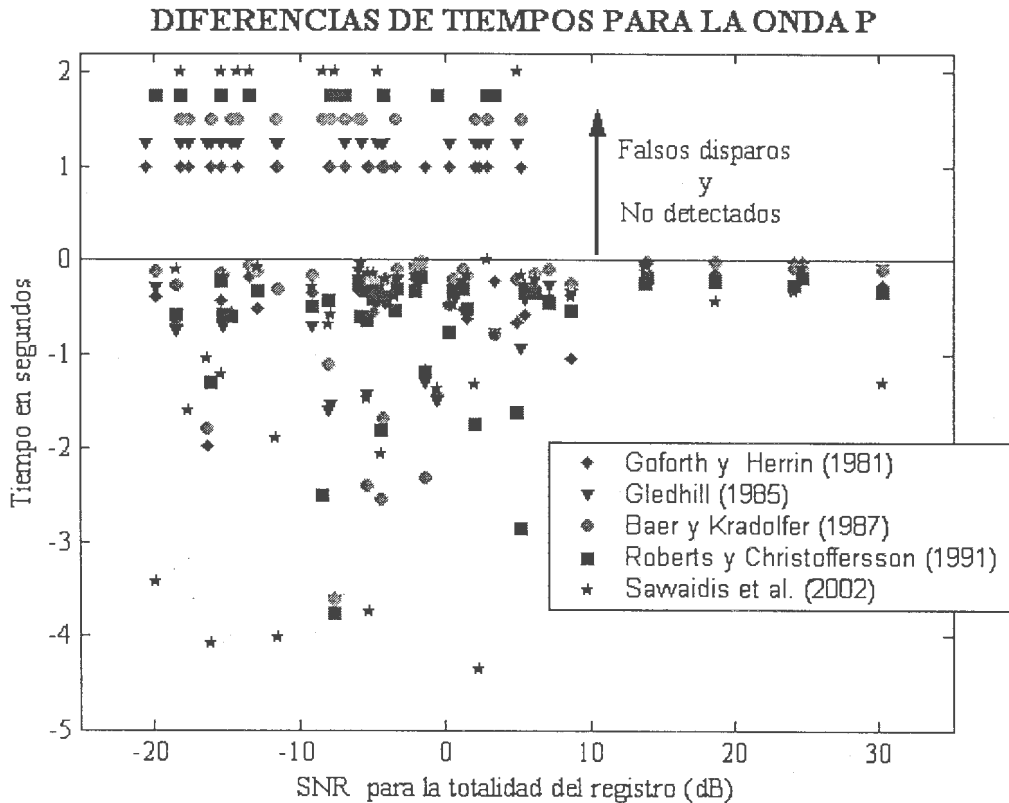


Figura 7. 20 Diferencias de tiempo, para la onda P, entre el analista y varios algoritmos de detección, en función del nivel señal ruido estimado para la totalidad del registro. Las marcas de la parte superior, con diferencias positivas, indican únicamente los falsos disparos y los eventos no detectados por los algoritmos.

Los algoritmos de Roberts y Christoffersson (1991), Baer y Kradolfer (1987) y el de Savvaidis et al. (2002) son los que presentan menores diferencias, manteniéndose por debajo de 1 segundo para los eventos con SNR superior a 5.48 dB.

Los falsos disparos o no detecciones se producen para eventos con SNR inferiores a 5.24 decibelios.

La mayoría de los eventos no detectados y los falsos disparos, se han producido por la presencia de espurios o por el bajo nivel señal-ruido.

Hay que destacar que la detección enormemente tardía del evento número 30 (terremoto de Grazalema del 18/05/2001 a 11:19:15, mb=2.8) se debe a que el registro es muy ruidoso y la llegada de la onda P es muy poco impulsiva, siendo difícil su detección incluso para un analista experimentado. En el caso del evento número 11 (explosiones de Torregorda del 31/01/2001 a 17:48:43, mb=2.5), el retardo en la detección se debe a que la primera explosión se encuentra enmascarada por mucho ruido, mientras que las siguientes se pueden observar con claridad, datando los algoritmos estas últimas.

Finalmente, el algoritmo de Savvaidis et al. (2002) detecta el evento 54 (sismo de Tetuán de 27/10/2001 a 23:56:45, mb=3.6) de forma tardía mientras que la mayoría de los algoritmos lo detectan correctamente. Para este sismo, la onda P supera el nivel umbral ampliamente pero tan sólo durante algo más de 1 segundo, posteriormente vuelve a superarlo durante cortos intervalos, hasta que finalmente la onda S es la que dispara el algoritmo.

En definitiva, tal y como comentamos en la introducción, ninguno de los algoritmos ensayados logran acercarse adecuadamente, en todos los casos, a las detecciones y dataciones efectuadas por el analista. De entre todos, los algoritmos sugeridos por Savvaidis et al. (2002), Roberts y Christoffersson (1991), y Baer y Kradolfer (1987) proporcionan niveles de detección y datado superiores al 60% de los casos.

En lo referente a la detección, los porcentajes de acierto para cualquiera de los algoritmos ensayados se verán incrementados al actuar sobre el conjunto de las estaciones de una red sísmica, ya que, en general, serán varias las estaciones que registren un mismo evento.

La aplicación de estos algoritmos sobre los registros de estaciones de tres componentes proporcionará una mayor capacidad de detección, elevando el porcentaje de aciertos. Pero para estas estaciones, es más conveniente utilizar algoritmos específicos como por ejemplo los diseñados por Magotra et al. (1987), Christoffersson et al. (1988), Roberts et al. (1989) o, más recientemente, los diseñados por Anant y Dowla (1997) y el de Fedorenko y Husebye (1999).

7.7. BIBLIOGRAFIA.

Anant, K. S.; y Dowla, F.U. (1997) "Wavelet Transform Methods for Phase Identification in Three-Component Seismograms". B.S.S.A., Vol. 87, N° 6, pp 1598-1612.

Baer, M.; y Kradolfer, U. (1987) "An automatic phase picker for local and teleseismic events". B.S.S.A., Vol. 77, N° 4, pp 1437-1445.

Burden, R.L.; y Douglas Faires, J. (1985) "Análisis Numérico". Grupo Editorial Iberoamérica, México, DF.

Christoffersson, A.; Husebye, E.S.; y Ingate, S.F. (1988) "Wavefield decomposition using ML-probabilities in modelling single-site 3-component records". Geophysical Journal, Vol. 93, pp 197-213.

Earle, P.; y Shearer, P.M. (1994) "Characterization of Global Seismograms using an automatic-picking algorithm". B.S.S.A., Vol. 84, N° 2, pp 366-276.

Evans, J.R.; y Allen, S.S. (1983) "A teleseism-specific detection algorithm for single short-period traces". B.S.S.A., Vol. 73, N° 4, pp 1173-1186.

Fedorenko, Y.V.; y Husebye, E.S. (1999) "First breaks –automatic phase pickings of P- and S-onsets in seismic records". Geophysical Research Letters, Vol. 26, N° 21, pp 3249-3252.

Gledhill, K.R. (1985) "An earthquake detector employing frequency domain techniques". B.S.S.A., Vol. 75, N° 6, pp 1827-1835.

Goforth, T.; y Herrin, E. (1981) "An automatic seismic signal detection algorithm based on the Walsh transform". B.S.S.A., Vol. 71, N° 4, pp 1351-1360.

Magotra, N.; Ahmed, N.; y Chael, E. (1987) "Seismic event detection and source location using single-station (three-component) data". B.S.S.A., Vol. 77, N° 3, pp 958-971.

McEvelly, T.V.; y Majer, E.L. (1982) "ASP: an Automated Seismic Processor for microearthquake networks". B.S.S.A., Vol. 72, N° 1, pp 303-325.

Michael, A.J.; Gildea, S.P.; y Pulli, J.J. (1982) "A real-time digital seismic detection and recording system for network applications". B.S.S.A., Vol. 72, N° 6, pp 2339-2348.

Olivares, G.; Vidal, F.; y De Miguel, F. (1983) "Tres algoritmos de detección de eventos sísmicos". Revista de Geofísica, Vol. 39, pp 139-144.

Pazos, A.; y Alguacil, G. (1995) "Algoritmos de detección". VIII Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Programa y resúmenes, pp 153, Madrid.

Prothero, W.A., Jr. (1980) "Earthquake signal processing and logging with a battery-powered microcomputer". B.S.S.A., Vol. 70, N° 6, pp 2275-2290.

Roberts, R.G.; Christoffersson, A.; y Cassidy, F. (1989) "Real-time event detection, phase identification and source location estimation using single station three-component seismic data". Geophysical Journal, Vol. 97, 471-480.

Roberts, R.; y Christoffersson, A. (1991) "Seismic signal detection – A better mousetrap?". B.S.S.A., Vol. 81, N° 6, pp 2511-2515.

Savvaidis, A.; Papazachos, C.; Soupios, P.; Galanis, O.; Grammalidis, N.; Saragiotis, Ch.; Hadjileontiadis, L.; y Panas, S. (2002) "Implementation of additional seismological software for the determination of earthquake parameters based on MatSeis and an automatic phase-detector algorithm". Seismological Research Letters, Vol. 73, N° 1, pp 57-69.

Trnkoczy, A. (2002) IS8.1: "Understanding and parameter setting of STA/LTA trigger algorithm". In Bormann, P. (Ed.) 2002. IASPEI New Manual of Seismological Observatory Practice, GeoForschungsZentrum Potsdam, Vol. 2, 20 pp.

Withers, M.; Aster, R.; Young, C.; Beiriger, J.; Harris, M.; Moore, S.; y Trujillo, J. (1998) "A comparison of select trigger algorithms for automated Global Seismic phase and event detection". B.S.S.A., Vol. 88, N° 1, pp 95-106.

Zhao, Y.; y Takano, K. (1999) "An artificial neural network approach for Broadband Seismic phase picking". B.S.S.A., Vol. 89, N° 3, pp 670-680.



CONCLUSIONES

Como hemos mencionado en el Capítulo 1, los límites entre las placas Euroasiática y Africana no se encuentra bien definido en el Sur de España.

La creciente instrumentación de la zona, ampliación de la red del Observatorio y red del Estrecho, la red sísmica de Andalucía del Instituto Andaluz de Geofísica (Observatorio de Cartuja de Granada), la red sísmica de Almería, etc., junto al creciente despliegue de estaciones de Banda Ancha y la integración de redes GPS (tanto permanentes como temporales), permitirán un mejor conocimiento de las estructuras y la geodinámica de esta compleja zona.

Con este objetivo, el Real Instituto y Observatorio de la Armada, pionero en España en el campo del registro sísmica, mantiene desplegadas en la zona diversas redes sísmicas: la red de estaciones de Banda Ancha ROA/UCM/GFZ (integrada en la red mundial GEOFON), la estación sísmica de largo periodo de San Fernando, y la ya mencionada red de corto periodo del Observatorio y red del Estrecho.

La red de corto periodo fue desplegada a principios de los 90, y se basa en la transmisión analógica desde las estaciones de campo hasta el Observatorio, donde se datan y convierten a formato digital con una resolución de 12 bits.

Los rápidos avances de la telefonía, receptores GPS, el bajo coste de los convertidores A/D de alta resolución, etc., permitieron plantear la actualización de la instrumentación de esta red por estaciones de altas prestaciones, coste moderado y, sobre todo, de diseño propio. El diseño y puesta en funcionamiento de un prototipo, así como el preprocesado digital de eventos sísmicos, constituyen el núcleo de la presente memoria.

Se exponen a continuación aquellos puntos que, a juicio del autor, sintetizan las aportaciones más relevantes de esta memoria, haciendo un mayor énfasis en aquellas ideas que introducen una cierta novedad en el campo de la instrumentación sísmica y del procesado digital de datos:

- Se ha diseñado un prototipo de estación sísmica digital con características optimizadas para el registro de microterremotos y terremotos moderados, adaptada a las particularidades de la Red del ROA: registro continuo, enlace vía módem o Internet, amplio margen dinámico y con respuesta plana desde 10 segundos hasta los 100 Hz.
- Se propone como novedad la utilización de una impedancia de carga “RC serie” en lugar de utilizar únicamente una resistencia, como en los sistemas clásicos. El análisis del efecto de esta impedancia sobre la respuesta muestra que uno de los polos reales puede ser claramente despreciado, y su función de transferencia puede ser aproximada por una ecuación formada por tres ceros (uno doble en el origen y otro real negativo), y tres polos (en general, uno real y dos complejo conjugados).

Eligiendo adecuadamente los valores de la resistencia y del condensador puede variarse la frecuencia natural del sistema sin variar la ganancia. El estudio realizado

muestra que, para el sensor Mark L4-C, se obtiene un aumento del ancho de banda en el orden del 35%.

- El estudio de la dinámica del sistema propuesto muestra que el convertidor A/D utilizado (Cristal CS5322/CS5323), con un margen dinámico de 129 dB a 125 mps, es adecuado para el registro de la microsismicidad, aprovechando la casi totalidad del margen dinámico del sensor. La necesaria amplificación de la señal, previa a la conversión a formato digital, puede ser seleccionada entre 20, 30 o 40 decibelios.
- Hemos desarrollado los circuitos amplificadores y filtros necesarios, utilizando una primera etapa no inversora, ya que presenta la gran ventaja de tener una alta impedancia de entrada. Los posibles ruidos inducidos en modo común se evitan situando el amplificador cerca del sensor y utilizando cables altamente apantallados. La segunda etapa consiste en un filtro “*antialiasing*” con una frecuencia de corte muy alta (800 Hz) para evitar posibles interferencias de radiofrecuencia, mientras que los filtros digitales del propio convertidor eliminan la contaminación, de más baja frecuencia, antes de producirse la correspondiente decimación.
- El análisis de ruido del sistema propuesto muestra como éste se mantiene por debajo del modelo de bajo ruido de Peterson entre 10 segundos y 10 Hz, al igual que los sistemas convencionales con resistencia de carga.
- Hemos desarrollado los circuitos y programas necesarios para el correcto funcionamiento del sistema, proponiendo la utilización del sistema operativo Linux y el uso del puerto paralelo para la toma de datos. Este puerto ha sido poco aprovechado en la mayoría de los sistemas desarrollados hasta la actualidad, y permite una velocidad de transferencia para la entrada de datos de hasta 2Mbytes por segundo cuando opera en modo EPP. En este modo la transferencia de datos es “*hardware*” sin que intervenga el microprocesador.

El sistema de sincronismo por GPS, desarrollado por la Sección de Hora del Real Instituto y Observatorio de la Armada, operando conjuntamente con el puerto paralelo en modo EPP, permite datar cada una de las muestras con una precisión mejor que el milisegundo, cumpliéndose las especificaciones inicialmente fijadas.

- Los diseños de las tarjetas convertidoras A/D y la “*interfaz*” serie-paralelo incluyen diversos circuitos que facilitan las pruebas de los diversos componentes, por lo que serán mucho más sencillas en futuros diseños, reduciendo el consumo.

Las tarjetas electrónicas se pueden adaptar fácilmente para el registro de tres componentes sin necesidad de triplicar el número de circuitos utilizados. En este caso, sólo necesitaríamos modificar el “*driver*” del puerto paralelo para que lea nueve “bytes” cada vez que se genera la interrupción.

- Las pruebas de funcionamiento de las diversas tarjetas electrónicas y de los programas resultaron satisfactorias, concordando los datos con las especificaciones del fabricante a excepción de la componente de continua del conversor A/D que es ligeramente superior, aunque creemos que se debe al ruido interno del generador de ondas utilizado.

- Se propone la calibración paramétrica por ajuste de la impedancia equivalente como método alternativo de estimación de la respuesta instrumental. Este método obtiene estimaciones bastante precisas de las diversas constantes del sensor (0.15% para la resistencia interna, 1.4% en la estimación del amortiguamiento a circuito abierto, 0.40% para la frecuencia propia y 0.51% en la constante de transducción). La excepción es la autoinductancia, que presenta un error elevado, debido a que sólo se manifiesta de forma apreciable en el rango de muy altas frecuencias.

La medida de la frecuencia propia, la constante de transducción y el amortiguamiento a circuito abierto pueden ser mejoradas ligeramente por otros métodos clásicos (inferiores al 0.01%, 0.3% y 0.9% respectivamente), pero suponen un gran incremento del número de experimentos a realizar en laboratorio.

Las respuestas totales del sistema no difieren de forma apreciable al utilizar los parámetros obtenidos por los diversos métodos ensayados (la máxima diferencia en amplitud es de 0.13 dB, y en fase de 0.62 grados).

Aunque la impedancia de carga se eligió para que la respuesta en amplitud fuese plana, se observa una ligera resonancia en torno a 1.4 Hz. debido a la gran diferencia de la frecuencia propia del sensor (1.25 Hz) con su valor nominal (1 Hz).

- Se propone la calibración empírica, por comparación de los registros de ruido entre dos instrumentos situados en el mismo sitio, utilizando los valores de la coherencia como pesos en la estimación de la función de transferencia entre ambos instrumentos. Esta estimación está limitada hasta unos 10 ó 15 Hz.
- La estimación de la respuesta por comparación de los registros de un sismo relativamente lejano (unos 40 km), muestra la mejor precisión de la calibración empírica. La respuesta obtenida mediante la utilización de la bobina auxiliar no presenta grandes errores, mientras que la calibración paramétrica parece sobreestimar la respuesta a partir de la frecuencia de resonancia en el orden de 3 decibelios.
- Las respuestas obtenidas mediante la utilización de la bobina auxiliar (efectuando la corrección por acoplamiento entre bobinas) y por calibración empírica difieren de la paramétrica a partir de la frecuencia de resonancia, manteniéndose unos 3 decibelios por debajo en amplitud, mientras que en fase las diferencias son siempre inferiores a seis grados. Creemos que el clásico modelo equivalente del sensor adolece de capacidades parásitas que justificarían estas diferencias.

Para frecuencias inferiores a la de resonancia los tres métodos presentan la misma respuesta, con una frecuencia de corte del orden de 0.86 Hz., lo que supone un incremento del ancho de banda de un 30%.

- A partir del estudio de diversos filtros lineales (tanto IIR como FIR) se propone efectuar la ecualización digital para ampliar el ancho de banda hasta los 10 segundos. La ecualización analógica puede provocar la saturación de la señal e incluso mostrar señales aparentemente no saturadas cuando en realidad se habían saturado en etapas previas a la ecualización analógica.

- Se propone un método para la estimación precisa de la frecuencia, fase y amplitud de las diversas componentes del desarrollo en serie de Fourier de ruidos periódicos que permite su mejor eliminación, sin alterar las componentes espectrales de la señal original.
- Se ha diseñado un procedimiento novedoso para la detección y reducción de “*spikes*” que presenta buenos resultados, aunque en la mayoría de los casos no logra eliminarlos por completo.
- Se propone un método de filtrado no lineal basado en la transformada wavelet, con ideas semejantes a las empleadas por el método de estructuras coherentes pero aplicadas a los coeficientes en cada uno de los niveles de descomposición.

La comparación del método de filtrado no lineal propuesto (actuando conjuntamente con el método de reducción de ruidos periódicos y “*spikes*”) con diversos filtros lineales clásicos y otros filtros no lineales demuestra su gran eficacia, tanto al aplicarlo sobre la base de datos de sismos sintéticos como reales.

En esta comparación se han analizado los errores en la amplitud máxima, el error eficaz y los niveles de señal-ruido tanto de la primera llegada como del registro completo. El método propuesto se manifestó claramente superior a los demás en todos y cada uno de los aspectos señalados.

- Se han analizado y comparado diversos algoritmos de detección de eventos que operan únicamente con una estación monocomponente. De entre todos destacan claramente los basados en las propiedades del sesgo y la curtosis (Savvaidis et al. 2002), la demodulación compleja (Roberts y Christofferson, 1991), y en la estimación de la envolvente (Baer y Kradolfer, 1987). Estos tres algoritmos presentan un porcentaje de aciertos superior al 60%.

Ninguno de los algoritmos ensayados, como era de esperar, logra alcanzar bajo todas las circunstancias las precisiones de un analista experimentado, pero representan una ayuda inmejorable a la hora de analizar la gran cantidad de datos diarios que produce una red sísmica.

ANEXO A



LISTA DE COMPONENTES DEL PREAMPLIFICADOR Y FILTRO ANTIALIASING.

U1 y U2	OP27E	4.8.	
RL	4.8.1. 9k5	8.1.1. CL	20 uF
R1	20		
R2*	105, 274 y 866		
Ra	4k3	C1 y C2	47 nF
	2k4		
8.1.2. Rb			
R3 y R4	4k3		

* Las tres resistencias se conectan en serie a través de un microinterruptor. El valor elegido para R2 es por tanto 105, 379 o 1245 Ω .

LISTA DE COMPONENTES DE LA TARJETA A/D.

U3	CS5323	4.9. U4	CS5322
U5	Crystal CMOS 2.048MHz	U6	74HC74A
U7 y U8	4.9.1. 74HC04		
R5	3k92	C3	0.1 uF
R6	6K04	C4 y C5	68 uF
R7	7K59	C6	0.1 uF
R8	32K4	C7	2.7 nF
R9, R10	64K9	C8	470 pF
R11 a R14	10	C9	0.1 uF
R15 y R16	47K SIPS	C10	10 uF
R17 y R18	100K0	C11 a C15	0.1 uF
R19 y R20	5K0	C16	10 uF
R21	10	C17	3.3 uF
		C18 a C23	0.1 uF
		C24	10 uF
S1	Selector Frec. Muestreo	S2	Selec. USEOR y ORCAL
J2	Jumper: Frec. Reloj	4.10. J3	Jumper CLK/SCLK

LISTA DE COMPONENTES DE LA TARJETA INTERFACE.

U9	4.10.1. 74HC14	U26	74HC04
U10 a U15	HCPL-2300	U27	74AC191
U16 y U17	74HC14	U28	74ACT138
U18 y U19	74HC74	U29 y U30	74ACT1284
U20 a U22	74HC595	U31	74HC595
U23 a U25	74ACT646		
R22 a R25	47K0	C25 a C31	0.1 uF
R26 a R31	5K1	C32 a C37	10 uF
R32 a R39	33R0	C38 a C43	22 pF
		C44 a C59	0.1 uF
J5	Conector señales serie	J7, J8 y J9	Señal de test
J6	Jumper de test	J10	Conector paralelo

LISTA DE COMPONENTES DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.

U32	LM79L05AC	U34	LT1021-10
U33 y U35	LM78M05	10.1.1.	LM123
		36	
		C60 a C64	47 uf
		C65 y C67	1 uF
		C66	0.1 uF
		C68 a C74	0.1 uF
D1 a D5	1N6273	D6	P6KE6.8

AÑO 2002

- 1/2002: **Francisco J. González González, M^a Jesús Garófano Fernández, M^a del Carmen Sánchez Galiano M^a Rosario Gómez-Torrente Vázquez de Castro, M^a Paz Gutiérrez Rodríguez, M^a del Carmen López Hermida, M^a Angeles Roncero García, José R. Sánchez Andreu, Encarnación Barba Barroso, José Merino Roldán, Encarnación Lozano Romero.**

Catálogo de la colección de cartografía de la Biblioteca del Real Instituto y Observatorio de la Armada. Volumen 1. Cartografía Náutica.

- 2/2002: **Francisco J. González González, M^a Jesús Garófano Fernández, M^a del Carmen Sánchez Galiano M^a Rosario Gómez-Torrente Vázquez de Castro, M^a Paz Gutiérrez Rodríguez, M^a del Carmen López Hermida, M^a Angeles Roncero García, José R. Sánchez Andreu, Encarnación Barba Barroso, José Merino Roldán, Encarnación Lozano Romero.**

Catálogo de la colección de cartografía de la Biblioteca del Real Instituto y Observatorio de la Armada. Volumen 2. Cartografía Terrestre.

- 3/2002: **Francisco J. González González, M^a Jesús Garófano Fernández, M^a Rosario Gómez-Torrente Vázquez de Castro, Encarnación Barba Barroso, Encarnación Lozano Romero.**

Cuadro de clasificación e inventario del Archivo Histórico del Real Instituto y Observatorio de la Armada.(31 de Diciembre de 2001).

- 4/2002: **Memoria de Actividades del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando. 2001**

- 5/2002: **Rafael Boloix Carlos - Roca.**

De la medida del tiempo

- 6/2002: **Juan Pablo Mijarra Gómez.**

Documentación de los programas de predicciones de la Estación Láser de Seguimiento de Satélites Artificiales del Real Instituto y Observatorio de la Armada.

AÑO 2003

- 1/2003: **Memoria de Actividades del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando. 2002**

- 2/2003: **Manuel Sánchez Francisco .**

Rotación de la Tierra. Sistemas de Referencia.

- 3/2003: **250 Años de Astronomía en España. 1753-2003.**

Resúmenes de Comunicaciones y Carteles presentados en las Jornadas Científicas.

- 4/2003: **Gabriel Ruiz Garzón**

Recorrido por la Historia de la Estadística en la Biblioteca del Real Instituto y Observatorio de la Armada de San Fernando.

- 5/2003: **Ana Belén Vicente Martínez**

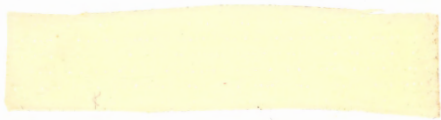
Reducción Astrométrica de las placas fotográficas“ Carte Du Ciel ” (Zona de San Fernando).

AÑO 2004

— **1/2004:** Memoria de Actividades del Real Instituto y Observatorio de la Armada en San Fernando. 2003

— **2/2004:** **Antonio A. Pazos García.**

Estación Sísmica Digital. Tratamiento Digital de Señales.





MINISTERIO
DE DEFENSA

