

Desarrollo de técnicas avanzadas en la auscultación dinámica para la optimización del mantenimiento de vías férreas

PABLO SALVADOR ZURIAGA

**EDITORIAL
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA**



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



TESIS

Desarrollo de técnicas avanzadas en la auscultación dinámica para la optimización del mantenimiento de vías férreas

presentada por

Pablo Salvador Zuriaga

Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos

dirigida por

Ricardo Insa Franco

Dr. Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos

Valery Naranjo Ornedo

Dra. Ingeniera de Telecomunicación

tutorada por

Manuel Martín Utrillas

Dr. Ingeniero de Caminos, Canales y Puertos

Realizada dentro del Programa de Doctorado “Promoción del Conocimiento” para la obtención del título de Doctor por la Universidad Politécnica de Valencia.

Departamento de Física Aplicada. Universidad Politécnica de Valencia.

Valencia, mayo de 2014

Colección Tesis Doctorales

© Pablo Salvador Zuriaga

© 2015, de la presente edición: Editorial Universitat Politècnica de València
Telf.: 963 877 012 / www.lalibreria.upv.es

ISBN: 978-84-9048-348-0 (versión impresa)

Queda prohibida la reproducción, distribución, comercialización, transformación, y en general, cualquier otra forma de explotación, por cualquier procedimiento, de todo o parte de los contenidos de esta obra sin autorización expresa y por escrito de sus autores.

La libertad comienza allí donde acaba la ignorancia.

Víctor Hugo

Hay en el mundo un lenguaje que todos comprenden: es el lenguaje del entusiasmo, de las cosas hechas con amor y con voluntad, en busca de aquello que se desea o en lo que se cree.

Paulo Coelho

Según vamos adquiriendo conocimiento, las cosas no se hacen más comprensibles, sino más misteriosas.

Albert Schweizer

Prólogo

Cuando, una vez acabada la tesis, me dispongo a escribir estas líneas, me doy cuenta de todas las personas que, de forma más o menos directa, han contribuido a que hoy sea una realidad. A ellas van dedicadas, esperando no olvidarme de nadie.

Ricardo Insa, director de esta tesis y responsable del grupo de investigación en el que trabajo, es la primera persona a la que quisiera mostrar mi agradecimiento. Sus conocimientos sobre ferrocarriles, con una clara visión práctica, y su visión de la vida, han sido y son una fuente de inspiración. Del mismo modo debo mi agradecimiento a la Dra. Valery Naranjo, co-directora de esta tesis. Ella ha sido el faro-guía que me ha alumbrado por las tenebrosas sendas del procesado digital de señales, con un trato más que cordial y amistoso.

Importante ha sido también la labor de mi tutor, el Dr. Manuel Martín, quien inicialmente me abrió la puerta de los estudios de post-grado, orientándome durante todas las fases de mi etapa como estudiante de doctorado y ofreciéndome su ayuda siempre que la necesitase.

Sin duda, también he de nombrar al Catedrático de Ferrocarriles de la Universidad Politécnica de Madrid, el Dr. Manuel Melis, quien, con sus magníficos trabajos sobre dinámica ferroviaria, ha hecho despertar el interés por el análisis mediante herramientas que, siendo fundamentales para la ingeniería ferroviaria, desgraciadamente, aún no han sido introducidas de forma convencional en las Escuelas de Ingenieros de Caminos. Del mismo modo, debo mi agradecimiento a D. Rafael Ferrer por su labor en el desarrollo de los equipos empleados para la toma de datos de esta tesis y por su disposición a todas horas para solventar cualquier problema que surgiera

También he de agradecer la colaboración del personal de Ferrocarriles de la Generalitat Valenciana a la hora de poner a nuestra disposición todos los medios necesarios para la toma de datos. Especialmente a los responsables de vía: Marcos Roselló, Pedro Catalán y Amparo Correcher.

Imperdonable sería no nombrar a mis compañeros y excompañeros de trabajo: Javier, Natxo, Pablo, Rafa, Carla e Iñaki. Trabajar con ellos es todo un lujo y su apoyo en diferentes momentos de la tesis ha sido decisivo para haberla finalizado con éxito. Mi más efusivo agradecimiento para ellos.

No podría, por último, terminar este prólogo sin mencionar a mi familia: a mis padres, a mi hermana y a mis abuelos, por todo su apoyo incondicional y por la educación que me han dado, ya que son la causa primera de que hoy esté escribiendo estas líneas.

Así, ya sólo me queda agradecer a una persona muy especial, que ya he nombrado, todo el apoyo que me ha dado, especialmente en los peores momentos, para sacar adelante esta tesis.

Abstract

This Thesis presents a track surveying approach based on the monitoring of vertical axlebox accelerations, experimented by trains when running along the tracks. For this purpose, several tests have been carried out in the Valencia's underground network, where axlebox accelerations have been registered in different ways, varying the sampling frequency, the anti-aliasing filtering frequency and the location of the accelerometers. In this way, it has been possible to determine the optimum track surveying approach, which combines both sufficient resolution, necessary for detecting the different track singularities, and admissible data storage requirements.

For the analysis of the data coming from the monitoring of vertical axlebox accelerations, time-frequency diagrams based on the short time Fourier transform have been employed. This tool allows detecting and classifying the excitations produced by different track defects and singularities, such as rail welds, rail joints or turnouts. The different vibration modes relative to the elements the track consists of, i.e. the rails, the sleepers, the fastenings and the ballast, have been identified as well. Depending on the track configuration (ballast vs. slab), some of these vibration modes vary their frequencies, which allows detecting the transition zones between both track configurations.

In order to identify all the afore-mentioned aspects, the calibration of the defining parameters for the spectrogram has been carried out. The main parameters are the window length and the window overlapping. This calibration has been carried out along with the identification of track singularities and vibration modes, in a calibration-identification iterative process. The identification criteria for this thesis are related to the visual identification of the different aspects. Other criteria may be implemented in case the aspects identification is achieved by means of digital image processing techniques. In this latter case, time-frequency diagrams are analysed as 2D images from which different patterns respectively linked to track defects and vibration modes may be obtained.

The data registration process as well as the obtained data themselves have been compared with previous measurements carried out by other research groups and railway companies in order to validate them and observe the achieved improvements.

In this way, once the different track aspects have been detected and classified, it is possible to monitor the evolution of the maintenance conditions track geometry and its components, although this task is left for future research.

Resumen

Esta tesis tiene por objeto desarrollar un método de auscultación de vía basado en el registro de las aceleraciones que experimentan los ejes de los trenes al circular por las vías férreas. Para ello, se ha realizado un estudio en la red de Metro de Valencia, donde dichas aceleraciones se han registrado de diferentes maneras, variando la frecuencia de muestreo, la frecuencia de filtrado y el emplazamiento de los acelerómetros. De este modo ha sido posible determinar el método óptimo de registro de señales que compagina una resolución suficiente, necesaria para detectar los diferentes puntos singulares en la vía, con unos requisitos de almacenamiento de datos aceptables.

Para el análisis de las señales, constituidas por las aceleraciones verticales en cajas de grasa, se ha empleado el diagrama tiempo-frecuencia basado en la transformada de Fourier tiempo-frecuencia o *short time Fourier transform*, también llamados espectrogramas. Mediante este tipo de herramienta, ha sido posible detectar y clasificar excitaciones provocadas por diferentes defectos y puntos singulares de la vía, como soldaduras, juntas encoladas o cruzamientos de desvíos y travesías. Del mismo modo se ha podido identificar los modos de vibración de los elementos que constituyen la superestructura ferroviaria: los carriles, las traviesas, las sujeciones y el balasto. Según la tipología de vía, balasto o placa, algunos de los modos de vibración varían su frecuencia, lo que posibilita la detección de las zonas de transición entre ambas tipologías de vía.

Para la identificación de todos los aspectos mencionados anteriormente ha sido necesario calibrar los diferentes parámetros que definen a los espectrogramas, fundamentalmente la longitud de las ventanas y el solape entre las mismas. Dicha calibración se ha realizado paralelamente a la identificación de los defectos y modos de vibración de la vía, lo que ha supuesto un proceso iterativo de calibración-identificación.

En principio, para esta tesis, los criterios de identificación se basan en la correcta percepción visual de los diferentes aspectos, pudiéndose implementar otro tipo de criterio en caso de realizarse la identificación mediante procesado digital de imágenes. En este caso, el diagrama tiempo-frecuencia se trataría como una imagen 2D de la que se podrían extraer características para clasificar de forma automática los diferentes defectos o modos de vibración.

Tanto las mediciones realizadas como los datos obtenidos han sido contrastados con mediciones realizadas por otros grupos de investigación o empresas ferroviarias, con objeto de comprobar su validez y mejora de los procesos actuales.

Así, una vez detectados y clasificados los diferentes patrones de vibración, es posible establecer un control de la evolución del estado de conservación de la geometría y de los elementos constituyentes de la superestructura ferroviaria, si bien esta tarea se deja para futuros desarrollos.

Resum

Aquesta tesi té com a objecte el desenvolupament d'un mètode d'auscultació de via a partir del registre d'acceleracions que experimenten els eixos dels trens al circular per les vies fèrries. Per a això, s'ha dut a terme un estudi en la xarxa de metro de València, on s'han enregistrat aquestes acceleracions de diferents maneres, variant la freqüència de mostreig, la freqüència de filtrat y l'emplaçament dels acceleròmetres. Així, ha sigut possible determinar el mètode òptim de registre de senyals que combina una resolució suficient, necessària per a detectar els diferents punts singulars en la via, amb uns requisits de memòria de dades acceptable.

Per a l'anàlisi de les senyals, constituïdes per les acceleracions verticals en caixes de greix, s'ha empleat el diagrama de temps-freqüència basat en la transformada temporal de Fourier o *short time Fourier transform*, també anomenats espectrogrames. Mitjançant aquest tipus d'eina, s'ha pogut detectar i classificar diverses excitacions provocades per diferents defectes i punts singulars de la via, com ara soldadures, juntes encolades o encreuaments de desviaments i travessies. Del mateix mode, s'ha pogut identificar els modes de vibració dels elements que constitueixen la superestructura ferroviària: els carrils, les travesses, les subjeccions i el balast. Segons la tipologia de via, en balast o en placa, alguns dels modes de vibració varien la seua freqüència, possibilitant així la detecció de les zones de transició entre ambdues tipologies de via.

Per a la identificació de tots els aspectes anteriorment esmentats, ha sigut necessari calibrar els diferents paràmetres que defineixen als espectrogrames, fonamentalment la longitud de les finestres i el solapament entre elles. Aquesta calibració s'ha dut a terme paral·lelament a la identificació dels defectes i modes de vibració, el que ha suposat un procés iteratiu de calibració-identificació.

En un principi, per a aquesta tesi, els criteris d'identificació es basen en la correcta percepció visual dels diferents aspectes, podent-se implementar uns altres tipus de criteris en cas de realitzar-se la identificació mitjançant el processat digital d'imatges. En aquest cas, el diagrama temps-freqüència es tractaria com una imatge 2D de la qual es podrien extraure característiques per tal de classificar de forma automàtica els diferents defectes o modes de vibració.

Els mesuraments realitzats, juntament amb les dades obtingudes, s'han contrastat amb mesuraments realitzats per altres grups d'investigació o empreses ferroviàries, amb l'objecte de comprovar la seua validesa i millora dels processos actuals.

Així, una vegada detectats i classificats els diferents patrons de vibracions, es pot establir un control de l'evolució de l'estat de conservació de la geometria i dels elements constituents de la superestructura ferroviària, si bé aquesta tasca es deixa per a futurs desenvolupaments.

Índice

1.	Introducción.....	1
1.1	La necesidad del mantenimiento de la vía	1
1.2	Estado actual del conocimiento.....	2
1.2.1	Sistemas de auscultación de vía. Ventajas e inconvenientes.....	2
1.2.2	La interacción vehículo-vía. La importancia de la auscultación dinámica.....	5
1.2.3	La auscultación dinámica aplicada a puntos concretos de la vía.....	6
1.2.4	La auscultación dinámica aplicada a grandes tramos de vía.....	8
1.2.5	Reflexiones sobre el estado actual del conocimiento	10
1.3	Objetivos y contribuciones originales de esta tesis	11
1.4	Organización del texto	12
2.	El tratamiento digital de las señales.....	15
2.1	Introducción.....	15
2.2	La digitalización de las señales	16
2.3	El muestreo de las señales.....	18
2.3.1	Selección de la frecuencia de muestreo: el teorema del muestreo o criterio de Nyquist.....	19
2.3.2	El solapamiento de frecuencias o <i>aliasing</i> . Filtros antisolapamiento. ...	21
2.3.3	La aparición de frecuencias espúreas o <i>leakage</i> . Ventanas temporales.	21
2.4	Ejemplos	22
2.4.1	Aparición de frecuencias solapadas	22
2.4.2	Aparición de frecuencias espúreas.....	24
2.4.3	Selección del tipo de ventana.....	27
3.	Consideraciones prácticas sobre el muestreo de señales.....	29
3.1	Motivación y planteamiento del experimento	29
3.2	Resultados	30
3.3	Comentarios críticos.....	37
4.	La representación tiempo-frecuencia: los espectrogramas.....	39
4.1	Obtención de los espectrogramas a partir de las señales muestreadas.....	39
4.2	Ejemplos de representación tiempo-frecuencia	42
4.2.1	Representación tiempo-frecuencia de una función senoidal	42
4.2.2	Representación tiempo-frecuencia de una delta de Dirac	43
4.2.3	Representación tiempo-frecuencia de un coseno de frecuencia variable	44

4.2.4	Efecto del solapamiento de frecuencias en la representación tiempo-frecuencia	45
4.3	Ejemplos de variación de los parámetros del espectrograma	47
4.3.1	Variación de la anchura de la ventana	47
4.3.2	Selección del tipo de ventana	49
4.3.3	Variación del solape entre ventanas sucesivas	50
4.3.4	Variación del número de puntos de las TDF	52
5.	Establecimiento del método de auscultación dinámica	55
5.1	Descripción de las pruebas.....	55
5.1.1	Descripción de los tramos de pruebas.....	56
5.1.2	Descripción de la unidad de tren instrumentada	58
5.1.3	Descripción del equipo de medición empleado.....	59
5.2	Comparación con otras medidas	61
5.3	Selección de la frecuencia de filtrado y la frecuencia de muestreo	64
5.4	Análisis de repetibilidad	66
5.5	Ubicación de los acelerómetros	68
6.	Identificación de patrones en los espectrogramas	73
6.1	Clasificación de los patrones.....	73
6.2	Identificación de los puntos singulares y defectos de corta duración	74
6.2.1	Soldaduras de carriles.....	75
6.2.2	Juntas encoladas	77
6.2.3	Plastificaciones en la cabeza del carril o <i>squats</i>	77
6.2.4	Paso por los cruzamientos.....	78
6.3	Identificación de los modos de vibración y tipologías de vía	80
6.3.1	Separación entre traviesas o excitación paramétrica.....	80
6.3.2	Vibración de las traviesas sobre el balasto.....	81
6.3.3	Resonancia P2	81
6.3.4	Vibración de los carriles sobre las placas de asiento.....	82
6.3.5	Vibración nodo-nodo del carril sobre las traviesas.....	82
6.3.6	Identificación de los cambios de tipología de vía a través de la variación de las frecuencias propias de vibración	82
6.4	Identificación de las frecuencias propias de la vía	85
6.4.1	Vibración nodo-nodo del carril sobre las traviesas.....	85
6.4.2	Vibración de los carriles sobre las placas de asiento.....	86
6.4.3	Vibración de las traviesas sobre el balasto.....	87
6.5	Identificación de datos anómalos y otras vibraciones	87
6.5.1	Identificación de datos anómalos.....	87
6.5.2	Amplificación de vibraciones en las curvas	88

7. Optimización de los parámetros para la representación de los espectrogramas	91
7.1 Variación de la longitud de la ventana	93
7.2 Selección del tipo de ventana	95
7.3 Variación del solape entre ventanas.....	97
7.4 Determinación del número de puntos de la TDF	98
7.5 Consideraciones finales sobre la determinación de los parámetros óptimos.	99
8. Comparación con otros métodos de auscultación dinámica.....	101
8.1 Método Adif-Ineco	101
8.1.1 Descripción	101
8.1.2 Comparación y crítica	102
9. Conclusiones y futuras líneas de investigación.....	105
9.1 Conclusiones.....	105
9.2 Futuras líneas de investigación	106
Bibliografía.....	109
Anexo 1. Listado de artículos publicados con relación a la tesis	113
Anexo 2. Desarrollo de la Transformada de Fourier de una función seno enventanada.....	115
Anexo 3. Características de los equipos de medición	117
A3.1. Acondicionadores de señal M32	117
A3.2. Acelerómetros KS76C100.....	117
Anexo 4. Estimación del impacto en una rueda al paso por una junta	123
Anexo 5. Programas de Matlab empleados en esta tesis.....	125
A5.1. Submuestreo de datos de 15 kHz a 2,5 kHz	125
A5.2. Submuestreo de datos de 2500 Hz a 200 Hz.....	126
A5.3. Troceado del vector de datos inicial	127
A5.4. Obtención de los espectrogramas y acelerogramas	128
Anexo 6. Gráficos de aceleraciones y espectrogramas.....	131

Listado de figuras

Fig. 1 Esquema de cálculo del perfil longitudinal en un sistema basado en flechas .	2
Fig. 2. Partes de un bogie y detalle del emplazamiento de los acelerómetros	4
Fig. 3. Aceleraciones en caja de viajeros al paso por una zona donde existe variación de la rigidez vertical de la vía. Fuente: Insa et al., 2013.....	6
Fig. 4. Representación esquemática de una señal analógica como función real de variable real. Fuente: [45].....	16
Fig. 5. Proceso genérico de conversión de una señal analógica a digital. Fuente: [45].....	17
Fig. 6. Señal paso bajo de banda limitada con ancho de banda W . Fuente: [45].	19
Fig. 7. Posible ambigüedad entre dos señales para el mismo conjunto de puntos de muestreo. Fuente: [45].	19
Fig. 8. Muestreo de una componente sinusoidal con una frecuencia de muestreo que verifica el criterio de Nyquist. Fuente: [45].....	20
Fig. 9. Importancia de la desigualdad estricta para el criterio de Nyquist. Fuente: [45].....	21
Fig. 10. Filtrado paso bajo previo de la señal analógica: filtro antialiasing. Fuente: [45].....	21
Fig. 11. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 2 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.	23
Fig. 12. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 8 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.	23
Fig. 13. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 12 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.	24
Fig. 14. Espectro de Fourier de la señal tras el relleno con ceros. En rojo se muestran las muestras originales devueltas por la TDF, y en azul las interpoladas.	25
Fig. 15. Seno de frecuencia 2 Hz muestreado a 17,0068 Hz. Los puntos en rojo son las muestras que devuelve la TDF. La línea azul es el relleno con ceros hasta 1024 muestras (se representa mediante una línea continua para no recargar la gráfica).	26
Fig. 16. Seno de frecuencia 2 Hz muestreado a 16 Hz durante 1,25 s. Los puntos en rojo son las muestras que devuelve la TDF. La línea azul es el relleno con ceros hasta 1024 muestras (se representa mediante una línea continua para no recargar la gráfica).....	26
Fig. 17. Diferentes tipos de ventanas temporales de tamaño 1000 muestras. Representación en el dominio del tiempo.	27
Fig. 18. Enventanado de un seno de frecuencia 2 Hz mediante una ventana de tipo Hanning. La señal en el tiempo se muestra antes del enventanado.....	28
Fig. 19. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) registradas a 30 kHz	31

Fig. 20. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 15 kHz partir de las señales originales (rojo)	32
Fig. 21. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 5 kHz partir de las señales originales (rojo)	33
Fig. 22. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 2,5 kHz partir de las señales originales (rojo)	34
Fig. 23. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 1 kHz partir de las señales originales (rojo)	35
Fig. 24. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 500 Hz partir de las señales originales (rojo)	36
Fig. 25. Esquema de obtención de los espectrogramas	41
Fig. 26. (a) Espectrograma de un seno de 20 Hz y (b) TDF de la misma función, donde las amplitudes se han calculado de acuerdo a las Ecs. (11-13).....	43
Fig. 27. Espectrograma de una delta de Dirac centrada en $t = 5$ s.	44
Fig. 28. Representación en el tiempo y espectrograma de un coseno de frecuencia variable a razón de 4 Hz/s	44
Fig. 29. Aparición de frecuencias por solapamiento en el espectrograma. a) con un rebote, y b) con dos rebotes.	46
Fig. 30. Filtrado de las señales previo a su muestro a 100 Hz.....	46
Fig. 31. Filtrado de las señales con posterioridad a su muestreo	46
Fig. 32. Filtrado de las señales previo a su muestreo definitivo mediante el filtro por borrado de frecuencias	47
Fig. 33. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes anchuras de ventana	48
Fig. 34. Espectrogramas de un seno de frecuencial constante y una delta de Dirac obtenidos con diferentes anchuras de ventana.....	49
Fig. 35. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes tipos de ventana	50
Fig. 36. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes solapes entre ventanas consecutivas. Ventana de 100 muestras.....	51
Fig. 37. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes solapes entre ventanas consecutivas. Ventana de 500 muestras.....	52
Fig. 38. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferente número de puntos de las respectivas TDF. Ventana de 100 muestras.	53
Fig. 39. Detalle de la instrumentación de la UT 4311.....	55
Fig. 40. Extracto del plano de la red de metro de Valencia mostrando los tramos de pruebas. Fuente: www.metrovalencia.es	57
Fig. 41. Vía convencional sobre balasto. Principales componentes.....	57
Fig. 42. Vía en placa Stedef. Principales componentes	58
Fig. 43. Unidad de tren de la serie 4300 en la estación de Campament.....	59
Fig. 44. Diagrama funcional y principio IEPE del M32	60

Fig. 45. Montaje de los M32 y el ERP a bordo de la unidad de tren	61
Fig. 46. Comparación de las aceleraciones en caja de grasa medidas en a) Boccione et al., b) Coudert et al., c) Tsunashima et al., d) línea 1 del metro de Valencia.	63
Fig. 47. Respuesta en frecuencia de dos filtros Butterworth de 4 polos y frecuencia de corte de 1 y 5 kHz, respectivamente.	65
Fig. 48. Espectrograma de un tramo de vía registrado a 5/15 kHz.....	65
Fig. 49. Espectrograma del mismo tramo de vía de la figura anterior registrado a 1/2,5 kHz.....	66
Fig. 50. Junta encolada	66
Fig. 51. Aceleraciones verticales en caja de grasa en función de la velocidad al paso por las juntas encoladas 1 y 2 en ambos sentidos de circulación	67
Fig. 52. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está traccionando. Eje motor.	70
Fig. 53. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está traccionando. Eje portador.....	70
Fig. 54. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está circulando a marcha sostenida. Eje motor.....	71
Fig. 55. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está circulando a marcha sostenida. Eje portador.	71
Fig. 56. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está empleando el freno eléctrico. Eje motor.....	72
Fig. 57. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está empleando el freno eléctrico. Eje portador	72
Fig. 58. Ejemplos de modelos dinámicos de interacción vehículo-vía. Fuente: www.elsevier.com	74
Fig. 59. Espectrograma correspondiente a la salida de la estación de Paterna por vía 2, lado Valencia. Identificación de diferentes defectos y singularidades.	75
Fig. 60. Tramo de vía correspondiente al espectrograma de la figura anterior. El carril auscultado es el izquierdo.	75
Fig. 61. Junta soldada mediante soldadura aluminotérmica.....	76
Fig. 62. Plastificación de la cabeza del carril en la punta del corazón de un desvío. Sentido de avance del tren de izquierda a derecha.	78
Fig. 63. Ejemplo de un cruzamiento y sus partes más importantes	78
Fig. 64. Comparación del cruzamiento en buen estado de la Fig. 59 con un cruzamiento en mal estado	79
Fig. 65. Modos de vibración correspondientes al paso de la rueda por las traviesas y a la vibración de las traviesas sobre el balasto. Ampliación del espectrograma de la Fig. 59 a la banda de 0-100 Hz.....	81
Fig. 66. Espectrogramas correspondientes al paso a nivel de la CV-371 y al tramo entre las estaciones de Patraix y Safranar	84
Fig. 67. Espectro de aceleraciones en el carril al paso de un tren.....	85

Fig. 68. Espectro de aceleraciones en la traviesa al paso de un tren.....	86
Fig. 69. Espectro de aceleraciones en el balasto al paso de un tren.....	86
Fig. 70. Aceleraciones en función del tiempo y espectrograma de dichas aceleraciones. Obsérvese la aparición en el espectrograma del pico en $t = 7,5$ s...	87
Fig. 71. Aceleraciones en función del tiempo y espectrograma de dichas aceleraciones. Tramo en curva entre las estaciones de Jesús y Patraix.....	88
Fig. 72. Diagrama de flujo que muestra el proceso de optimización de los parámetros del espectrograma.....	92
Fig. 73. Mismo espectrograma que el de la Fig. 59, pero con un ancho de ventana de 5000 muestras (2 segundos).....	93
Fig. 74. Mismo espectrograma que el de la Fig. 59, pero con un ancho de ventana de 250 muestras (0,1 segundos).....	94
Fig. 75. Ampliación a la banda de 0-50 Hz de las Figs. Fig. 73, Fig. 59 y Fig. 74, respectivamente (de arriba a abajo). Se observa cómo en el último caso las dos bandas se solapan.....	95
Fig. 76. Espectrograma de la Fig. 59 obtenido ahora con ventanas rectangulares .	96
Fig. 77. Comparación de espectrogramas obtenidos con ventana Hanning de 1250 muestras y ventana rectangular de 625 muestras	96
Fig. 78. Efecto de la variación del solape entre ventanas sucesivas en el espectrograma de la Fig. 59.	97
Fig. 79. Efecto de la variación del número de puntos de la TDF en el espectrograma de la Fig. 59. Ampliación a la banda 0-50 Hz.	98
Fig. 80. Aceleraciones verticales en caja de grasa registradas a 5/15 kHz (azul) y posteriormente filtradas y submuestreadas a 1/2,5 kHz (verde) y 40/200 Hz (rojo), respectivamente. Tramo Paterna – Fuente del Jarro.	103
Fig. 81. Mismo espectrograma que la Fig. 59 obtenido con los parámetros de filtrado y muestreo según Adif-Ineco.....	104

Listado de tablas

Tabla 1. Diferentes frecuencias de muestreo y sus correspondientes frecuencias de corte del filtro antisolapamiento, este último sólo para el caso de la señal filtrada, empleadas en el experimento.....	30
Tabla 2. Diferentes trayectos realizados durante las pruebas.....	56
Tabla 3. Propiedades de los dos tipos de superestructura empleados en la red de metro de Valencia.....	58
Tabla 4. Valores umbrales de las aceleraciones verticales en caja de grasa para la auscultación según el método de Adif-Ineco	102

1. Introducción

1.1 La necesidad del mantenimiento de la vía

Tomando como punto de partida la frase que Louis Armand formuló en los años 60 del pasado siglo "El ferrocarril será el modo de transporte del siglo XXI... si logra sobrevivir al siglo XX" se puede afirmar que, ya tras 12 años de siglo XXI, las cualidades del ferrocarril como modo de transporte masivo, rápido y respetuoso con el medioambiente se han hecho eco en la sociedad actual. De este modo, se observa cómo en los últimos años el ferrocarril ha vuelto a ganar cuota de mercado respecto a la carretera y al transporte aéreo tras varias décadas de caída durante la segunda mitad del siglo pasado. Este crecimiento ha sido especialmente notorio en los servicios de cercanías y de alta velocidad, donde el ferrocarril puede explotar al máximo sus cualidades comentadas anteriormente.

Puesto que el ferrocarril aspira a convertirse en uno de los modos fundamentales de transporte de este siglo, no debe rezagarse en aplicar los últimos avances con objeto de ser competitivo y de cumplir las exigencias y expectativas de los usuarios. Dichos avances no sólo deben incorporarse en el material móvil y en el empleo de las Tecnologías de la Información y Comunicación (TICs), en la que la mayoría de esfuerzos y recursos se invierten, sino también en la infraestructura. Tan importante es, desde el punto de la seguridad y el confort, el "poder correr" como el "tener por donde hacerlo".

Sin embargo, parece ser que la infraestructura, quizá por su carácter "estático" (el tren es el que se mueve, no la vía) y por la tradicional resistencia a la innovación que ha existido en las últimas décadas en la ingeniería civil ferroviaria, se ha quedado algo rezagada. De hecho, se puede observar la enorme evolución que ha tenido el material móvil en los últimos 30 años, en tema de electrónica de potencia, control y equipamientos accesorios. Algo similar ha ocurrido en el campo de la señalización ferroviaria. Por el contrario, la vía, parece seguir siendo la misma de siempre, salvo la incorporación de la barra larga soldada, la utilización de sujeciones elásticas y el empleo de nuevos materiales de vía, lo cual se lleva empleando ya varias décadas.

Y si el tema del diseño y construcción ferroviaria no ha sido puntero en la innovación tecnológica, no lo ha sido más el tema del mantenimiento. Salvo la natural evolución de la maquinaria de mantenimiento de la vía, como consecuencia del desarrollo industrial que se da en todos los campos, las técnicas de auscultación y análisis de datos apenas han variado en las últimas décadas, pese al gran avance de la informática en todo este tiempo. Esto, que puede parecer algo trivial, no resulta nada plausible cuando resulta que, según datos manejados por el Ministerio de Fomento en 2011, una línea de Alta Velocidad española cuesta de mantener unos 100.000 €/km (175.000 €/km en el caso de los túneles) al año, y menos aún en la actual situación económica.

De aquí se hace patente la necesidad de mejorar los métodos de auscultación y mantenimiento de la infraestructura y superestructura ferroviarias. Un buen sistema de auscultación permite no sólo optimizar el mantenimiento, sino determinar las causas fundamentales de deterioro de la superestructura. Esto ofrece la oportunidad, por un lado, de desarrollar nuevos métodos de mantenimiento que aseguren los niveles de calidad exigidos en la explotación a un coste menor. Por otro lado, la posibilidad de detectar las causas que originan los

defectos en la vía da pie a la introducción de mejoras en futuros diseños estructurales y configuraciones de la vía.

1.2 Estado actual del conocimiento

1.2.1 Sistemas de auscultación de vía. Ventajas e inconvenientes

En la auscultación de vía, existen fundamentalmente 3 técnicas, que Grassie [1] describe y compara según su función de transferencia. Por función de transferencia debe entenderse la relación entre la función que define realmente las sucesivas cotas de cada carril y la función que obtiene el vehículo auscultador. De aquí se desprende que lo más deseable es que dicha función sea igual a 1 para todo el rango de longitudes de onda. Así, en primer lugar se tienen los métodos basados en la medición geométrica de los defectos a través del método de la flecha, bien sea simétrica o, preferentemente, asimétrica.

Los métodos basados en la flecha obtienen el perfil de la vía realizando tres mediciones de distancias verticales entre la caja del vehículo auscultador y el carril (Fig. 1). De este modo, el perfil longitudinal del carril se obtiene mediante la ecuación:

$$f = y_{central} - \left(\frac{a}{a+b} y_{traseira} + \frac{b}{a+b} y_{delantera} \right) \quad (1.1)$$

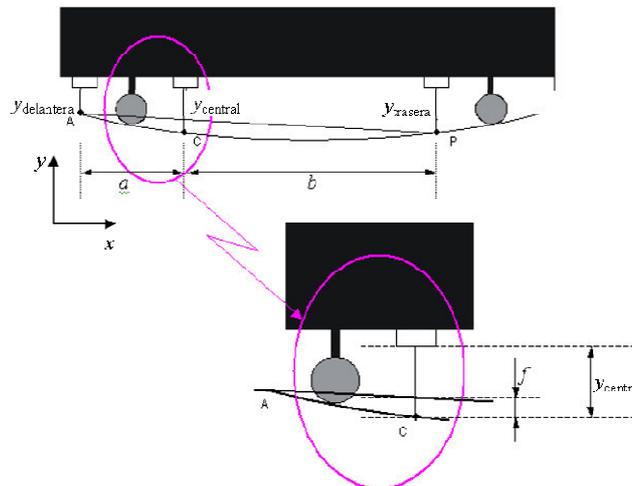


Fig. 1 Esquema de cálculo del perfil longitudinal en un sistema basado en flechas

La principal ventaja que presentan los métodos geométricos es que son independientes de la velocidad del tren, lo que no ocurre con los métodos inerciales. Además, son insensibles a vibraciones del tren y de la vía. Por el contrario, la función de transferencia varía entre 0 y 2 según la longitud de onda. En [2] se observa cómo al tomarse el propio vehículo auscultador como plano inercial de referencia, ciertas amplitudes asociadas a defectos de cierta longitud de onda son amplificadas o reducidos considerablemente.

Dicha función de transferencia se calcula aplicando el operador de retardo o transformada Z a la Ec. (1.1). Recordemos que la transformada Z se define, de forma genérica como:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (1.2)$$

donde $X(z)$ es la variable en el dominio de la transformada y z es una variable compleja cualquiera

Por su parte, la ecuación $f = y_{central} - \left(\frac{a}{a+b}y_{trasera} + \frac{b}{a+b}y_{delantera}\right)$ (1.1), suponiendo que los datos del perfil de vía se toman cada distancia Δx queda, expresada en términos de variable discreta n :

$$f[n] = y[n] - \left(\frac{a}{a+b}y[n+n_b] + \frac{b}{a+b}y[n-n_a]\right) \quad (1.3)$$

donde n_a es la parte entera del cociente $a / \Delta x$ y n_b es la parte entera del cociente $b / \Delta x$.

Aplicando ahora la transformada descrita en la Ec. (1.1) a la Ec. (1.2) resulta

$$F(z) = Y(z) \left(1 - \frac{1}{2}(z^{-n_a} + z^{n_b})\right) \quad (1.4)$$

El factor que multiplica a $Y(z)$ en la parte izquierda se le denomina función de transferencia y se le suele llamar $H(z)$. A partir de $H(z)$, la función de transferencia en el dominio de la frecuencia se obtiene sin más que sustituir z por $e^{i\omega}$. Así,

$$H(\omega) = 1 - \frac{1}{2}(e^{-i\omega n_a} + e^{i\omega n_b}) \quad (1.5)$$

Ya en el campo de los métodos inerciales, existen fundamentalmente dos grupos: los sistemas de medición a baja velocidad basados en acelerómetros y los sistemas basados en acelerómetros colocados en las cajas de grasa del tren, circulando éste a velocidades comerciales.

El primero consiste, básicamente, en una masa inercial, en la cual se miden aceleraciones, colocada encima de un material elástico de cierta rigidez y coeficiente de amortiguamiento. Dicha masa se desplaza en permanente contacto con el carril, de forma que las variaciones de cota del carril inducen aceleraciones en la masa. Este método fue desarrollado por la Universidad de Cambridge en la década de los 70 y su principal ventaja reside en que su función de transferencia es prácticamente igual a la unidad para frecuencias inferiores a la frecuencia natural de vibración de la masa sobre el material elástico.

Sin embargo, presenta los grandes inconvenientes de que, debido a que el acelerómetro debe permanecer permanentemente en contacto con el carril, las fuerzas dinámicas deben ser mucho menores que la estática, lo cual solo es posible a velocidades muy bajas (3 ó 4 km/h). Además, para frecuencias cercanas o superiores a la frecuencia natural de vibración, la función de transferencia oscila notablemente.

El segundo grupo consiste en registrar las aceleraciones experimentadas por los ejes de los trenes cuando circulan por la vía. En este caso, los acelerómetros se colocan en las cajas de grasa de los ejes y el tren suele circular a las velocidades comerciales del trayecto registrado. Dado que éste es precisamente el método que se desarrolla en esta tesis, la Fig. 2 muestra al lector no familiarizado con la terminología ferroviaria la ubicación de los acelerómetros y las distintas partes móviles de un vehículo ferroviario.

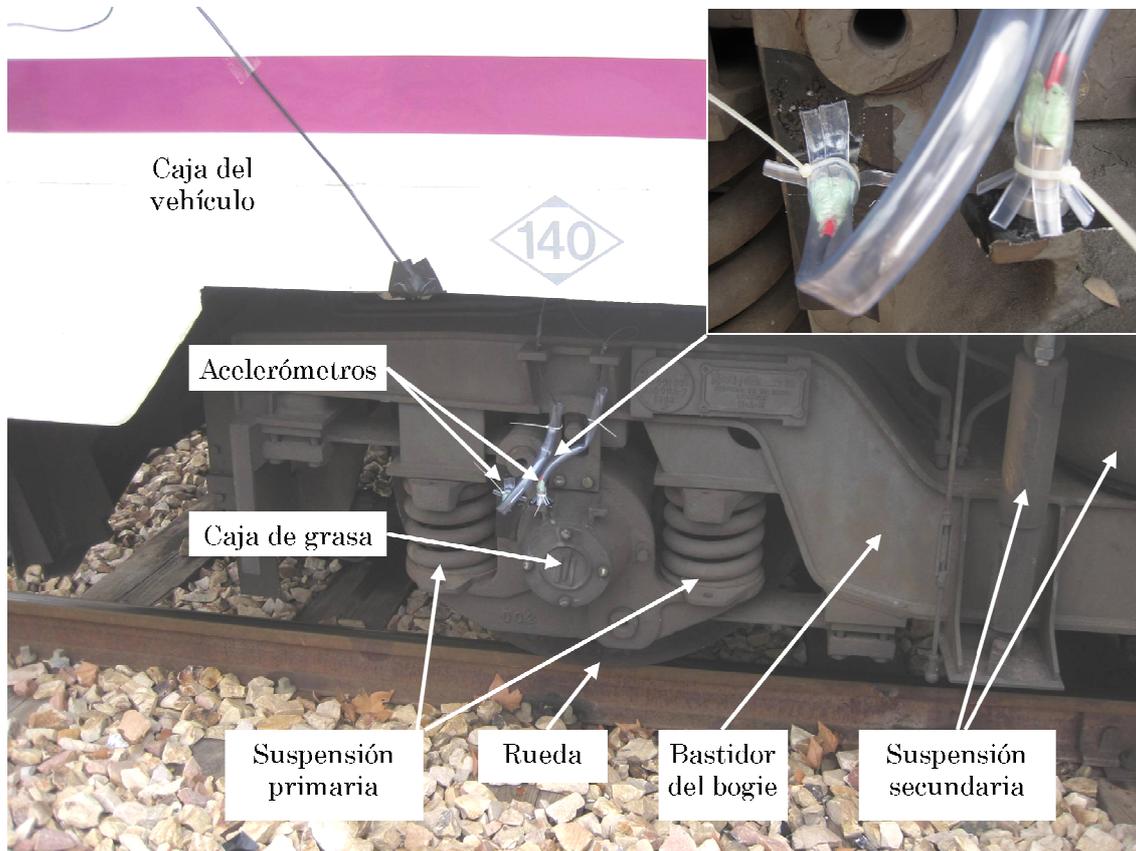


Fig. 2. Partes de un bogie y detalle del emplazamiento de los acelerómetros

Este método presenta el atractivo de su sencillez, economía en comparación con el coste de una unidad de tren (unos 15.000 € de un equipo decente frente a unos 3 millones de euros de un tren) y facilidad de montaje. Además, los datos que ofrece están directamente relacionados con la interacción dinámica vehículo-vía, que es precisamente la causante del deterioro en ambos elementos.

Desde el punto de vista de Grassie de poder recuperar el perfil longitudinal a partir de dichas aceleraciones, presenta el inconveniente de que la función de transferencia que relaciona ambas variables depende de un número significativo de variables: rigideces y coeficientes de amortiguamiento de los diferentes elementos de la suspensión del tren, y especialmente de la rigidez y amortiguamiento de la vía, estos últimos de difícil determinación y apreciable variabilidad a lo largo del recorrido.

Además, los acelerómetros no sólo captan las vibraciones procedentes de la interacción vehículo-vía, sino también cualquier vibración procedente de otras partes móviles del tren (motores, transmisiones, equipos auxiliares, etc.). Esto, unido al hecho de que el tren no circule a velocidades constantes, y que por lo tanto no haya una relación constante entre frecuencia y longitud de onda no hace sino dificultar aún más este proceso.

Sin embargo, en los casos en los que no se desea conocer la geometría exacta de la vía, sino su estado global de conservación, estas aceleraciones pueden ser de gran utilidad ya que, como se verá más adelante, sí que permiten distinguir y clasificar tramos de vía con diferente estado de conservación. Asimismo, mediante un adecuado tratamiento de los datos, es posible separar las vibraciones procedentes de la vía de las procedentes de otras fuentes de excitación, e incluso es posible caracterizar los diferentes defectos según las respectivas frecuencias que excitan.

1.2.2 La interacción vehículo-vía. La importancia de la auscultación dinámica.

Son numerosos los estudios existentes sobre la interacción dinámica vehículo-vía. Los esfuerzos dinámicos poseen tal rango de variabilidad que pueden ser, por un lado, de una magnitud varias veces la de la carga estática, y por otro pueden incluso llegar a anularla, aumentando el riesgo de descarrilamiento. Sin ahondar demasiado en este tema, se pueden citar varios trabajos [3-8] donde se analiza el fenómeno de forma general en dirección vertical y algunos otros [9, 10] en las tres direcciones. Otros estudios están más enfocados al desgaste por rodadura y la fricción entre la rueda y el carril [11, 12]. Estudios específicos de esfuerzos dinámicos en zonas de cambio de rigidez, como es el caso de las cuñas de transición, se pueden encontrar desde un enfoque analítico [13, 14] y, fundamentalmente, planteados mediante modelos numéricos [15-20].

La importancia de la auscultación dinámica, frente a la geométrica, es que la primera se realiza con la vía cargada, es decir, se toma la geometría de la vía deformada bajo las cargas del vehículo, y que es la real por la que el vehículo circula. En términos dinámicos, el balasto y las placas de asiento (Fig. 41, pág. 57) sufren un asiento elástico al paso de las cargas. La relación entre la carga ejercida en un punto y el descenso de la vía en ese punto se conoce como rigidez global de la vía.

Así, imagínese una vía horizontal con una nivelación y una alineación perfectas, pero con una rigidez vertical bajo traviesa variable con el punto kilométrico (PK). Al circular un tren sobre dicha vía, el asiento que experimenta será diferente en cada punto y, por lo tanto, los diferentes ejes describirán una trayectoria más bien oscilatoria, lejos de ser una recta horizontal como debiera serlo si la rigidez fuese constante. Existen estudios en los que se muestra las aceleraciones en la caja del vehículo cuando éste circula por una vía en condiciones geométricas perfectas pero con una rigidez vertical bajo traviesa variable, y cuyos resultados se resumen en la Fig. 3.

Esto, que puede parecer un hecho muy teórico, ocurre habitualmente en las líneas de alta velocidad. En efecto, tras una campaña de mantenimiento, las bateadoras pueden dejar la vía en unas condiciones geométricas casi perfectas (vía completamente nivelada y alineada). Sin embargo, la cantidad de sucesivos cambios de rigidez que existen en la plataforma, originados por la diferente rigidez vertical que tiene un terraplén, un viaducto, un túnel o cualquier paso inferior o drenaje transversal ejecutado con elementos prefabricados de hormigón, provoca que la vía, al circular por ella el tren, experimente asientos elásticos diferentes en cada uno de los puntos anteriormente mencionados. De este modo, un perfil de vía que estaba, en ausencia de carga, perfectamente nivelado, frente al paso de una carga puede dejar de estarlo. Y es, precisamente, esta geometría de la vía cargada, la que es realmente importante y sobre la que realmente debe hacerse el control de calidad.

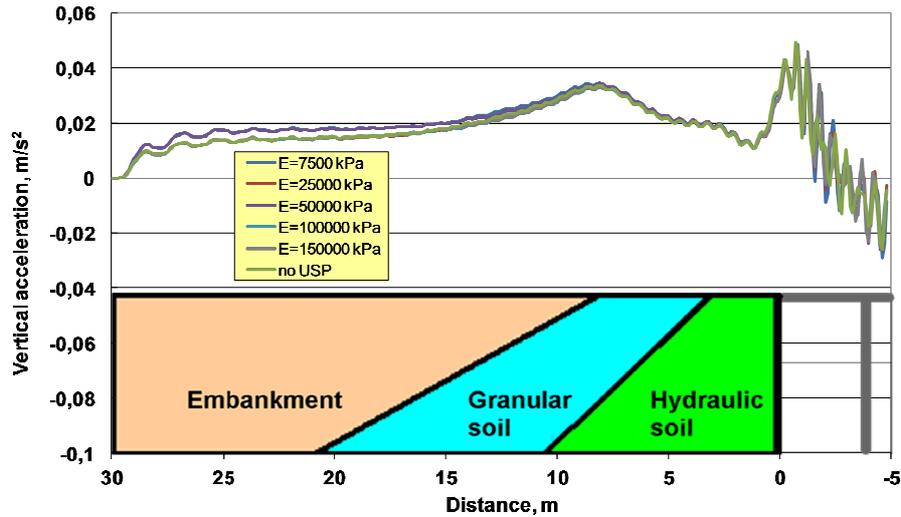


Fig. 3. Aceleraciones en caja de viajeros al paso por una zona donde existe variación de la rigidez vertical de la vía. Fuente: Insa et al., 2013.

Así, se hace palpable la necesidad de controlar o, al menos, conocer de algún modo los esfuerzos que se producen en la interacción entre los vehículos y la vía. De las referencias comentadas anteriormente, se desprende que una de las variables más sencillas de medir y que ofrecen información directa sobre la interacción vehículo-vía son, precisamente, las aceleraciones en las cajas de grasa. De ahí, el gran desarrollo que la auscultación dinámica basada en estas aceleraciones está teniendo en numerosas administraciones ferroviarias, universidades y centros de investigación. No en vano, los modernos acelerómetros piezoeléctricos son capaces de detectar frecuencias en un rango desde los 0,33 Hz hasta los 50 kHz lo cual, como se verá más adelante, es un rango de frecuencias suficientemente amplio para analizar la interacción vehículo-vía. En lo sucesivo, se distinguirá entre los desarrollos encaminados a la detección de defectos específicos en tramos cortos de vía, y aquellos pensados para la auscultación de grandes longitudes de vía.

1.2.3 La auscultación dinámica aplicada a puntos concretos de la vía

De entre los diferentes tipos de defectos que se pueden encontrar en la vía, el desgaste ondulatorio es uno de los más susceptibles de detectarse mediante acelerómetros, debido a su amplitud y rango de frecuencias en el que aparece. De ahí la multitud de estudios, trabajos y dispositivos de medición desarrollados [21-23].

Metro de Madrid, en colaboración con la Universidad Politécnica de Madrid y la empresa CAF, ha desarrollado a lo largo de varios años un sistema de auscultación inercial que recoge datos procedentes de acelerómetros verticales en caja de viajeros y en caja de grasa, y acelerómetros laterales en caja de viajeros, en el bastidor del bogie y en caja de grasa. Los datos se toman cada metro de vía, lo que equivale, para una velocidad máxima de 110 km/h, una frecuencia de muestreo de 30,6 Hz. Estas pruebas tuvieron como resultado la concepción del Vehículo Auscultador de Infraestructuras (VAI) que, desde 2008, analiza el estado de la infraestructura de la red del metro de Madrid [24]

El Politécnico de Milán, junto con la Empresa Municipal de Transportes de la misma ciudad ha desarrollado un sistema para la auscultación dinámica de las vías del metro. Está orientado fundamentalmente a la detección de tramos donde existe desgaste ondulatorio. En una primera fase, se estudiaron diferentes variables relacionadas con el equipo de auscultación: sensibilidad y rango de frecuencias de los acelerómetros, número de los mismos y su emplazamiento en los bogies. Asimismo, se fijó la frecuencia de muestreo en 3 kHz [25]. En este estudio se resalta la influencia del tipo de superestructura (vía en placa o en balasto) y la velocidad del tren en el nivel de vibraciones causado por el desgaste ondulatorio.

El mismo equipo realizó posteriormente un estudio para determinar el procedimiento óptimo de tratamiento de las señales registradas mediante el dispositivo desarrollado [26]. En él se analizan las señales mediante la transformada wavelet (*DWT, Discrete Wavelet Transform*) y mediante los espectrogramas convencionales, basados en la Transformada de Fourier (*STFT, Short Time Fourier Transform*). Destacan la mayor potencia de análisis de la DWT en comparación con la STFT, que permite detectar mayores niveles de defectos.

Otros trabajos analizan el desgaste ondulatorio desde un enfoque tribológico mediante la teoría del tercer cuerpo [27]. Dicha teoría, a grandes rasgos, consiste en considerar una capa de material (tercer cuerpo) que se crea entre dos cuerpos en contacto y en deslizamiento relativo como resultado de la acomodación del uno con el otro. Para ello, se realizaron experimentos *in-situ* en los que se midieron las fuerzas de interacción rueda-carril en curvas cerradas cada 5 mm, con una frecuencia de muestreo de 2 kHz, además de inspecciones visuales y ensayos de laboratorio. De este modo, se consigue describir el proceso de aparición del desgaste ondulatorio como arranque de material del carril y deposición en ciertas zonas de la superficie del mismo, dando lugar al “tercer cuerpo”. Sin embargo, no consigue explicar el mecanismo de fijación de la longitud de onda [28].

Por último, dentro del análisis del desgaste ondulatorio, algunos estudios se centran en la optimización del tratamiento de la señal para identificarlo correctamente en el tiempo y en la frecuencia [29]. El método se basa en un banco de filtros cuyas frecuencias de filtrado varían con el tiempo a fin de adaptarse a la variabilidad de contenido frecuencial de la señal a lo largo del tiempo. Estos autores recomiendan emplear un filtro autorregresivo con número de coeficientes inferior a $2/3$ del número de muestras, si bien a partir de un número mayor a la mitad de muestras ya comienza a haber errores numéricos. La toma de datos se realiza mediante un detector de irregularidades que funciona a base de corrientes inducidas y que toma los datos cada 2 mm a paso humano. El resultado de este estudio permite un análisis tiempo-frecuencia en el que el aumento en la resolución de un parámetro no implica una disminución en el otro.

Otro tipo de defecto de corta longitud de onda (del orden de unos pocos centímetros) son las hendiduras en la cabeza del carril o *squats*. En este sentido, algunos estudios correlacionan algunos de los parámetros de la interacción dinámica vehículo-vía, como las frecuencias propias del carril o la traviesa, con la aparición de hendiduras, para lo que se sirven de modelos de elementos finitos e inspecciones visuales a vía [30].

Dichos modelos se han contrastado posteriormente mediante el registro de aceleraciones verticales en cajas de grasa y la medición de la geometría superficial del carril en los puntos específicos donde existen hendiduras [31]. En este caso, las aceleraciones se han filtrado por un filtro paso bajo de 1 kHz con unas velocidades de circulación de hasta 160 km/h, si bien se indica que debería analizarse

frecuencias de hasta 2 kHz. Aun así, se pudieron identificar el 100% de los defectos graves y el 67% de los defectos moderados y leves. A raíz de esta campaña de datos y los resultados obtenidos, se comprobó la importancia del fenómeno del contacto rueda-carril en la predicción de la aparición de este tipo de defectos [32].

Estos mismos modelos se han empleado para casos similares, como el estudio del apriete de las bridas en las vías con juntas [33]. En este caso, se detectaba el par de apriete mediante el análisis de las aceleraciones en caja de grasa. Para ello, las aceleraciones se muestrearon a 25,6 kHz, con velocidades máximas de 40 km/h, registrando únicamente tramos de vía de unos pocos metros cercanos a las juntas estudiadas.

Finalmente, uno de los puntos que constituyen una discontinuidad necesaria en el apoyo de la rueda en el carril es el de los cruzamientos existentes en desvíos y travesías (Fig. 63, pág. 78). Salvo en los desvíos con corazón móvil, cuando la rueda atraviesa el cruzamiento, deja de apoyar en un carril para comenzar a apoyar en el siguiente, salvando el hueco necesario para el paso de la pestaña. En esta situación, al apoyar la rueda en el carril entrante, se produce un impacto que, en función del estado de conservación del cruzamiento, será más o menos fuerte.

Dado que las aceleraciones en caja de grasa son un buen indicador de la fuerza en el contacto rueda-carril, existen estudios que relacionan dichas aceleraciones con el estado de conservación de los cruzamientos [34]. Para ello, se muestrearon las aceleraciones a 6 kHz con un filtro paso-bajo de 2,5 kHz. Se destaca el hecho de que, en condiciones de geometría perfecta, la rueda está permanentemente en contacto con alguno de los carriles, con lo que los impactos se reducen notablemente. También se concluye que una restitución geométrica del cruzamiento ligada a la adopción de elementos resilientes bajo traviesa o balasto reducen notablemente el nivel de vibraciones en el carril y en el terreno.

1.2.4 La auscultación dinámica aplicada a grandes tramos de vía

En este punto se explican algunos de los métodos desarrollados para la auscultación dinámica de vía general, es decir, de longitudes de varios kilómetros. Lo ideal en este punto hubiese sido comentar los procedimientos habituales empleados en la auscultación dinámica por diferentes empresas ferroviarias (Adif, RFF, DB, REFER, etc.), Sin embargo, tradicionalmente las empresas ferroviarias han sido bastante recelosas en el tema de difundir información propia sobre sus procedimientos. Por este motivo, los métodos de auscultación que aquí se comentan son los que se encuentran en publicaciones científicas, tanto en revistas como en congresos, algunos de los cuales han dado paso a los actuales métodos de auscultación, como es el caso de los ferrocarriles japoneses (JR) o los ferrocarriles franceses (RFF).

Las primeras pruebas de las que se tiene constancia que empleaban acelerómetros para la auscultación de la vía se produjeron en 1959 en los ferrocarriles canadienses [35]. En este caso, se trataba de obtener la fuerza en el contacto rueda-carril a partir de unos acelerómetros colocados en las cajas de grasa de los ejes. En este caso se midieron aceleraciones del orden de 3000 a 4000 m/s². A raíz de estos valores tan elevados, en los sucesivos ensayos llevados a cabo durante la década de los 60 se colocaron los acelerómetros en el bastidor del bogie y se controlaba el movimiento de la suspensión primaria mediante un transductor de velocidad. Las auscultaciones se realizaban en un rango de velocidades de entre 30 y 130 km/h. Así, se obtenían los valores geométricos de la vía, cuyos resultados se mostraban

impresos en papel continuo. También se obtenía una tabla con los valores pico de cada parámetro por cada cuarto de milla (unos 400 m).

A raíz de las pruebas de los Ffcc. Canadienses, la British Rail también se inició en la auscultación dinámica de la vía. [36]. En este caso, el acelerómetro se colocaba en la caja del vehículo y los desplazamientos verticales de las suspensiones primaria y secundaria se controlaban mediante transductores de desplazamiento. Se empleaban velocidades superiores a 15 km/h y se muestreaba la vía cada 240 mm, con longitudes de onda máximas de 50 m. Para ello, se implementó un filtro variable con la velocidad, que alcanzaba una frecuencia máxima de muestreo de 200 Hz a 170 km/h. Al igual que en el caso anterior, las aceleraciones sólo se emplean como medio para calcular los desplazamientos mediante doble integración + corrección por transductores, obteniéndose los perfiles longitudinales de cada uno de los carriles.

En 1997, la SNCF (Francia) instrumentó un coche tipo Melousine con acelerómetros en caja de grasa para auscultar la línea TGV Atlántico [37]. El muestreo de la señal se realizaba a 3 kHz. En este caso, el principal propósito era detectar defectos singulares en la vía a fin de anticipar las labores de mantenimiento al afloje de las sujeciones en dichos puntos. Para detectar los diferentes defectos y clasificarlos según su longitud de onda, se ensayaron dos procedimientos: análisis wavelet y filtrados por bandas. Más recientemente, se han registrado aceleraciones en caja de grasa para estudiar la resonancia de puentes bajo cargas móviles, para lo cual se ha muestreado dichas aceleraciones a 10 kHz a velocidades de 300 km/h (Anicotte et al. 2012).

Por su parte, los Ferrocarriles Japoneses (JR), desde que en 1964 pusieron en servicio la primera línea de alta velocidad entre Tokio y Osaka, comenzaron a registrar aceleraciones en caja de vehículos como índice para evaluar el confort y la calidad de la vía. Posteriormente han desarrollado y aplicado sistemas de auscultación de vía basados en acelerómetros en cajas de grasa. En el estudio realizado conjuntamente con la SNCF [37] se instrumentó un tren-bala de la Serie 500 con el objetivo de controlar la variación de la carga dinámica de la rueda sobre el carril para, posteriormente, detectar por separado las traviesas con apoyo deficiente del resto de defectos de los carriles.

Desde el punto de vista de recuperar el perfil longitudinal de la vía a partir de la doble integración de las aceleraciones en caja de grasa, existen ciertos inconvenientes. El primero de ellos es la influencia de la velocidad a la hora de obtener datos de la vía equiespaciados y también en la magnitud de las aceleraciones al paso por los defectos, y que ya se ha comentado. En segundo lugar, existe un problema relacionado con las bajas frecuencias, que no son captadas correctamente por los acelerómetros y además producen graves distorsiones en el proceso de integración.

A fin de evitar este fenómeno, es necesario, previa a la integración de las aceleraciones, filtrarlas a través de un filtro paso-alto, de modo que las componentes de muy baja frecuencia y elevada amplitud, cuya causa se encuentra en la existencia de pendientes y cambios de rasante en el trazado, se eliminen. Tradicionalmente, estos filtros han sido filtros de media móvil aplicados directamente a la señal analógica antes de su digitalización.

Sin embargo, el empleo de filtros analógicos tiene a su vez el inconveniente de alterar la fase de las diferentes longitudes de onda en las que se descompone la señal. En este sentido, los ferrocarriles japoneses han trabajado en el desarrollo de filtros digitales con corrección de fase [38] . Los datos se toman cada 25 cm a una

velocidad máxima de 300 km/h, lo que supone una frecuencia de muestreo máxima de 333 Hz. La mínima longitud de onda que se considera como defecto de nivelación de la vía es 3 metros.

De este modo, los perfiles obtenidos por métodos geométricos e inerciales se aproximan tanto en amplitud como en fase, obteniéndose una mayor similitud entre ambos. Esto ha permitido el desarrollo del sistema de auscultación dinámica RAIDARSS 3, actualmente instalado en vehículos de la serie N700 y que auscultan la vía mientras realizan servicios comerciales.

En el campo de los ferrocarriles metropolitanos, existen estudios encaminados a detectar defectos de vía y de carril de diferentes longitudes de onda [39]. En este caso, una de las premisas era colocar los acelerómetros en la caja del vehículo, con la ventaja de su sencillez en la colocación pero con el inconveniente del filtrado y atenuación de la señal a través de las suspensiones primaria y secundaria.

A fin de conseguir detectar y distinguir los diferentes tipos de defectos, se empleó un análisis multirresolución mediante transformada wavelet. Adicionalmente, y dada la importancia del desgaste ondulatorio en este tipo de ferrocarriles, la detección de esta clase de defecto se mejoraba analizando el ruido en el mismo habitáculo de viajeros. En las pruebas, las aceleraciones se muestrearon a 2 kHz para una velocidad máxima de unos 80 km/h.

1.2.5 Reflexiones sobre el estado actual del conocimiento

Los estudios y ensayos que implican el registro de aceleraciones en caja de grasa se han agrupado en dos grandes grupos: los que se centran en analizar tramos relativamente cortos de vía, de unos pocos cientos de metros como máximo, y aquellos cuya finalidad es auscultar líneas enteras, de varios cientos de kilómetros. En los primeros el objetivo era principalmente detectar algún tipo de defecto concreto (desgaste ondulatorio, juntas defectuosas, hendiduras, descascarillado, etc.), mientras que en los segundos se intentaba, bien reconstruir el perfil longitudinal de la vía, bien determinar el nivel de calidad global de la misma.

Una de las diferencias más palpables entre ambos grupos es la frecuencia de muestreo de las aceleraciones registradas. Así, en el primer grupo de estudios se necesita analizar longitudes de onda relativamente cortas, para lo cual interesa muestrear a altas frecuencias. Las frecuencias de muestreo pueden llegar a valores de 10 kHz o incluso 25,6 kHz. En este caso, dado que se auscultan tramos de vía cortos, la cantidad de datos almacenados no es demasiado problema. Por el contrario, en el segundo grupo de estudios, los registros pueden durar varias horas, y los datos pueden alcanzar un volumen de memoria difícil de manejar. En estos estudios, la frecuencia de muestreo no supera los 3 kHz.

También se ha visto la aplicación de herramientas de procesamiento digital de señales como el banco de filtros, el espectrograma y el análisis multirresolución mediante transformada wavelet. Se ha comentado las ventajas e inconvenientes de cada una, aunque sobre este tema se volverá a incidir más adelante a la hora de justificar la elección de la herramienta de análisis empleada en esta tesis.

1.3 Objetivos y contribuciones originales de esta tesis

Esta tesis tiene por objeto sentar las bases para establecer un método de auscultación dinámica de vía basado en el registro y posterior análisis de aceleraciones en cajas de grasa. El trabajo se ha centrado tanto en la parte de registro de señales como en la de su posterior tratamiento. En términos específicos se han tratado los siguientes temas, que suponen nuevos avances en el conocimiento:

- Colocación de los acelerómetros, con objeto de minimizar las vibraciones procedentes de otras fuentes de excitación ajenas a la interacción vehículo-vía
- Frecuencias de filtrado y de muestreo más apropiadas, obtenidas como compromiso entre detección de defectos que excitan altas frecuencias y registro de extensos tramos de vía
- Identificación de los diferentes patrones que originan los respectivos defectos, singularidades y modos de vibración de la vía en los diagramas tiempo-frecuencia
- Optimización de los parámetros que definen los espectrogramas (longitud, y tipo de ventanas, solape entre ventanas y número de puntos de la transformada de Fourier) para apreciar mejor los defectos, singularidades y modos de vibración hallados anteriormente

Cabe resaltar aquí que, pese al gran atractivo que posee el análisis multirresolución mediante Transformada Wavelet, debido a la posibilidad de variar la anchura de la ventana temporal para ajustarse a la duración de la excitación, se ha descartado su uso. La principal razón ha sido el hecho de que el fin último de esta tesis es sentar las bases para un método de auscultación de vía que sea utilizable por los ingenieros de caminos responsables del mantenimiento de las infraestructuras ferroviarias. Por este motivo se ha preferido seguir la regla inglesa del “beso” (*KISS, Keep It Simple, Stupid*), que se resume en tratar de resolver los problemas de la manera más simple posible.

Esto no hace sino aportar un nuevo reto a la realización de esta tesis al intentar caracterizar señales transitorias en el tiempo mediante la descomposición clásica en senos y cosenos de duración limitada. Sin embargo, esta descomposición es más intuitiva y se hace más comprensible para aquellos técnicos que no son expertos en el tratamiento de señales digitales, pero que deben conocer esta herramienta para aplicarla al análisis de las vías férreas. Para el lector interesado en las wavelets, se recomienda la lectura de Daubechies y Meyer [40, 41] y especialmente la de Abbate Agostino et al. [42] por su claridad y practicidad en la exposición del tema.

Por otra parte, este trabajo intenta no manipular las señales más de lo estrictamente necesario, con objeto de no eliminar información que pudiese resultar útil para estudios posteriores y enfocados a tipos concretos de defectos de vía. Dado que el objetivo del registro de estas aceleraciones es determinar la calidad de la vía por la que se circula y no recuperar su perfil longitudinal exacto, no se le aplica ningún procedimiento para obtener cotas geométricas a partir de las aceleraciones. Gracias a que se trabaja directamente sobre las aceleraciones, se evita tener que aplicarles, por ejemplo, ciertos filtros paso-alto de muy baja frecuencia de corte, que por el contrario son necesarios en caso de que se desee realizar una doble integración de dichas aceleraciones para obtener desplazamientos verticales.

El método de auscultación que se propone así está pensado para el análisis de vía general, es decir, tramos de varias decenas, e incluso cientos de kilómetros. La elección la frecuencia del filtro anti-solapamiento se establece en función del defecto de mayor frecuencia que se desee registrar, y supone un compromiso entre detectar defectos puntuales, para lo que se necesita registrar altas frecuencias, con un elevado número de datos por segundo, y auscultar tramos extensos de vía. En función del tipo de filtro anti-solapamiento y su frecuencia de corte, se elige la frecuencia de muestreo, cuyo valor, si resulta muy elevado, puede dar problemas a la hora de almacenar y posteriormente procesar los datos, según el criterio de Nyquist.

1.4 Organización del texto

En el siguiente capítulo se hace una breve introducción al tratamiento digital de la señal, que se estima necesaria para que aquellos técnicos que no estén iniciados en el campo del análisis de señales digitales puedan avanzar en la lectura del texto. Además, sirve también para plantear la necesidad e idoneidad de aplicar este tipo de análisis a las señales constituidas por el registro de aceleraciones en cajas de grasa.

El capítulo 3 muestra un experimento realizado para mostrar el efecto que puede tener en la práctica el fenómeno del solapamiento de frecuencias. Dicho experimento consiste en registrar una misma fuente vibratoria de dos modos diferentes: con filtro anti-solapamiento, según el criterio de Nyquist, y sin filtro. El registro se hace a diferentes frecuencias y los resultados resultan bastante clarificadores.

En el capítulo 4 se explica el espectrograma como herramienta fundamental de esta tesis para el análisis tiempo-frecuencia de las señales registradas. Mediante ejemplos sencillos se observa cómo influyen cada uno de los parámetros que definen el espectrograma en la representación de las señales. Esto es fundamental, ya que constituye uno de los puntos clave de la presente tesis.

El capítulo 5 hace referencia a las mediciones realizadas a propósito de esta tesis, describiendo las pruebas realizadas, los tramos de vía, el tipo de material móvil y el equipo de registro empleados. Posteriormente se comenta el método de muestreo, resaltando los requisitos que se deben cumplir y ofreciendo algunas recomendaciones sobre la frecuencia de filtrado y la frecuencia de muestreo a emplear. También se hace una comparación de las mediciones realizadas para este caso con las llevadas a cabo por otros grupos de investigación de otros centros, con objeto de validarlas. Por último, se hacen algunas indicaciones sobre la ubicación de los acelerómetros y los problemas que pueden surgir según su emplazamiento.

En el capítulo 6 se analizan mediante espectrogramas las señales registradas durante las pruebas, y se identifican algunos de los patrones o “manchas” que se observan en los diagramas con diferentes tipos de defectos, singularidades y modos de vibración de la vía existentes en la misma.

El capítulo 7 es análogo al capítulo 4, pero en este caso se trabaja ya con las señales registradas en el tren. Se observa la influencia de los diferentes parámetros que definen el espectrograma en la aparición de los defectos y singularidades presentados en el capítulo anterior y se analiza qué valores permiten un reconocimiento óptimo para dichos defectos y singularidades.

En el capítulo 8 se compara el método de auscultación desarrollado en esta tesis con otros métodos existentes en la actualidad, a fin de valorar las innovaciones y mejoras introducidas. Por último, en el capítulo 9 se recogen las principales conclusiones de esta tesis y se apuntan los próximos pasos a seguir en esta línea.

Antes de seguir con el resto del texto, conviene resaltar que éste se ha redactado con el propósito de ser leído por personal técnico especializado en diversos campos de la ingeniería. Es por ello que se ha prestado especial atención en definir e ilustrar algunos aspectos que, desde el punto de vista de un ingeniero especializado en su campo, puede encontrar demasiado básicos. Conceptos como qué es el balasto en la vía o qué es el solapamiento de frecuencias pueden ser aspectos ampliamente conocidos para un Ingeniero de Caminos y uno de Telecomunicación, respectivamente. Sin embargo, el primer concepto puede ser totalmente desconocido para el Ingeniero de Telecomunicación, y viceversa. Por este motivo se ha preferido explicar brevemente los conceptos *a priori* considerados como sobreentendidos, aun a riesgo de que el texto pueda llegar a resultar muy básico en ciertas partes.

2. El tratamiento digital de las señales

Como ya se ha comentado, el propósito de este capítulo es introducir al lector en el campo del tratamiento digital de las señales para facilitarle el seguimiento del texto. Obviamente, para profundizar en el tema y llegar a adquirir un cierto dominio sobre los conceptos aquí expuestos es necesario consultar bibliografía especializada, para lo cual se citan algunas referencias [43-45]. Complementariamente, se pretende justificar la necesidad e idoneidad de este método como herramienta para el análisis de la calidad de la vía.

Así, se hace una primera introducción a los conceptos básicos de señal analógica y digital, para pasar después al proceso de digitalización de las señales, definiendo los conceptos de muestreo y cuantización. A continuación se citan algunos problemas que conlleva la digitalización, como son el solapamiento de frecuencias o la aparición de oscilaciones espúreas. Posteriormente se comentan las precauciones y/o métodos que se deben aplicar para evitar o minimizar estos problemas. Por último, se introduce el análisis de Fourier y el análisis tiempo-frecuencia mediante los espectrogramas.

2.1 Introducción

El proceso de convertir las ondas mecánicas (ruido, vibraciones, etc.) o los espectros visibles en señales de tensión y viceversa se conoce con el nombre genérico de **transducción** y su complejidad, así como el número de subsistemas involucrados en la codificación, depende en gran medida de las características del sistema: transmisión a larga o corta distancia, tipo de medio de transmisión o almacenamiento, etc.

Un sistema **analógico** es aquel en que la magnitud física que se transmite puede tomar cualquier valor numérico dentro del margen de trabajo del propio sistema. En la mayor parte de los casos, éste valor es directamente proporcional a la magnitud física que se desea transmitir. Así, en el caso de los acelerómetros piezoeléctricos, la tensión con que se excita el cristal de cuarzo que albergan en su interior y que se propaga a través del cableado es directamente proporcional a las aceleraciones a las que está expuesto. En otros casos, la magnitud física original puede haber sido transformada para adaptarla a las características del medio de transmisión o almacenamiento.

En la Fig. 4 se representa esquemáticamente una señal de tensión analógica donde se indica que, desde un punto de vista formal, puede considerarse como una función real (tensión) de variable real (tiempo). El margen de valores que toma la función se denomina **margen dinámico** y suele estar acotado entre un valor mínimo y uno máximo que dependen de las limitaciones físicas de los sistemas de transducción.

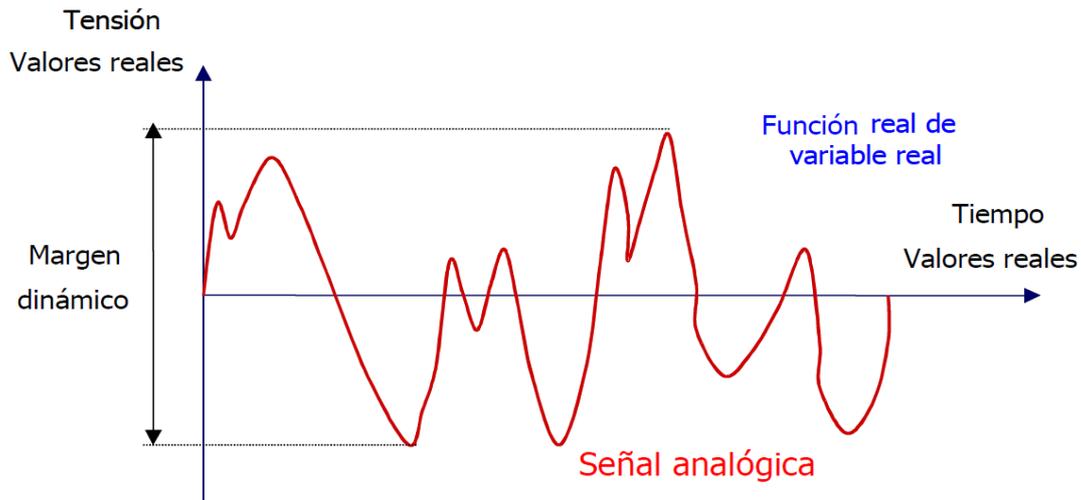


Fig. 4. Representación esquemática de una señal analógica como función real de variable real. Fuente: [45].

Sin embargo, existe un conjunto muy importante de señales denominadas **digitales**, que implica un conjunto discreto tanto en el dominio del tiempo como para la amplitud. Obsérvese que podría considerarse al telégrafo, sistema pionero en telecomunicaciones, como primera versión de sistema de comunicaciones digitales. Siendo algo más heterodoxos, también las señales de humo o navales responderían a este concepto. De forma más matemática, atendiendo a la continuidad del eje de abscisas u ordenadas, las señales pueden clasificarse en:

- **Análogicas, $x(t)$** : Amplitud y Tiempo continuos.
- **Muestreadas, $x[n]$** : Tiempo Discreto, Amplitud continua.
- **Cuantizadas, $x_c(t)$** : Tiempo Continuo, Amplitud discreta.
- **Digitales, $x_d[n]$** : Tiempo y Amplitud discretos.

El proceso de digitalización de una señal analógica parece, en principio, algo natural. De hecho, la representación de la señal analógica que se ha realizado en la Fig. 4 no es más que una digitalización previa de la función real. En este caso, la digitalización consiste en tomar un número elevado de muestras de la función en el eje temporal. Si éste número es suficientemente elevado el ojo no será capaz de distinguir entre una representación realmente analógica (como la que obtendríamos representando la función utilizando un lápiz y un papel) y su equivalente digital. El procedimiento de representación gráfica también supone una discretización del eje de ordenadas. En efecto, los valores de tensión mostrados han sido aproximados por el valor más cercano dentro de la retícula de representación del dispositivo gráfico, por lo que tampoco se corresponden exactamente con los valores analógicos. Esta misma idea es la que se utiliza para representar la información asociada a una señal analógica de forma digital, que tampoco es tan nueva, puesto que tenemos ejemplos centenarios de esfuerzos equivalentes por “digitalizar” imágenes, como los bordados, las cristaleras, etc.

2.2 La digitalización de las señales

El concepto básico de la digitalización de señales se muestra en la Fig. 4. La señal analógica original se aproxima mediante la ayuda de una retícula rectangular. La separación entre los elementos de la retícula en el eje de abscisas es constante y se conoce como el **periodo de muestreo** de la señal. Intuitivamente, parece que

cuanto menor sea el valor del periodo de muestreo mejor representada quedará la señal analógica. No obstante, veremos que el teorema del muestreo o Criterio de Nyquist establece, en función de las características de la señal, un límite inferior al valor del periodo de muestreo. Si se verifica este requisito mínimo, la señal analógica puede ser recuperada exactamente a partir de sus muestras sin ningún tipo de ambigüedad. Bajo estas condiciones, la representación digital de la señal no mejora aunque reduzcamos el intervalo de muestreo en el eje temporal. Las condiciones que establece el teorema del muestreo se analizan con mayor detalle más adelante.

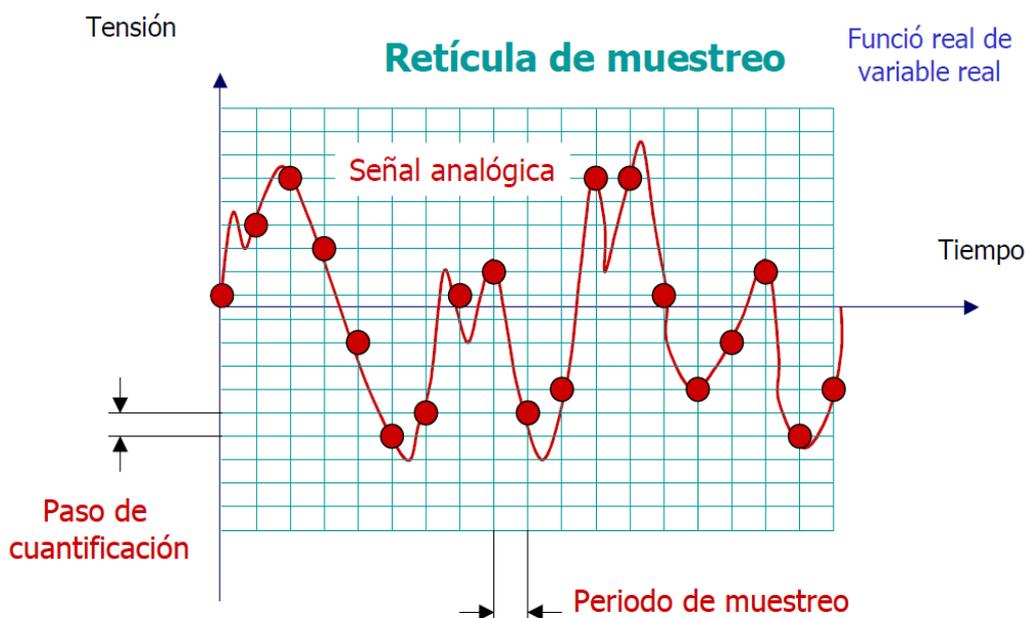


Fig. 5. Proceso genérico de conversión de una señal analógica a digital. Fuente: [45].

El intervalo de separación en el eje vertical se denomina **paso de cuantificación** y en este caso, en términos generales, se considera que su reducción siempre mejora la representación de la señal. No obstante, desde el punto de vista conceptual podría darse el caso en que disminuir el paso de cuantificación no aportara ninguna ventaja, como sería el caso de dispositivos cuánticos, donde incluso la magnitud física a medir (cuantos de flujo magnético, por ejemplo) ya está cuantizada de por sí. En el otro extremo, un paso de cuantificación excesivamente elevado introduce un error significativo en la representación de la señal que, a efectos prácticos, se traduce en la presencia de efectos indeseados que se conocen como **ruido**.

En la práctica, el paso de cuantificación idóneo viene determinado por las características del receptor final, que para señales de audio y vídeo suele ser el ser humano. Considérese como ejemplo la digitalización de una señal de audio para aplicaciones de reproducción de sonido en alta fidelidad. En este caso, las características del sistema auditivo humano son las que determinan el paso de cuantificación máximo para que la señal pueda reproducirse sin que se aprecie ninguna diferencia en relación con la señal original. El valor del paso de cuantificación óptimo se determina realizando pruebas exhaustivas de calidad subjetiva obtenidas con distintos oyentes e intervalos de cuantificación. El principio básico es que no tiene sentido reducir el paso de cuantificación más allá de las capacidades del sistema auditivo.

En el caso de que el destinatario final de la información no sea el ser humano el procedimiento es parecido. Consideremos como ejemplo un sistema de visión artificial que debe realizar el reconocimiento óptico de matrículas de automóvil. Ahora, el criterio para determinar el paso de cuantificación es que las capacidades de reconocimiento del sistema no se vean reducidas por el hecho de utilizar un número excesivamente reducido de niveles. El paso de cuantificación óptimo es, nuevamente, el máximo valor que permite mantener las prestaciones de reconocimiento de caracteres del sistema.

Evidentemente, en los dos casos considerados, las prestaciones del sistema no se reducen si se utiliza un paso de cuantificación menor que el que hemos definido como óptimo. No obstante, el paso de cuantificación está íntimamente ligado con el número de bits que debe soportar el sistema, ya que los niveles discretos resultantes deben **codificarse** en palabras binarias para su tratamiento digital. Reducir el paso de cuantificación supone aumentar el número de bits, lo que en general representa un incremento en el coste económico o tecnológico del sistema.

Finalmente, ese continuo que es el conjunto de los números reales, en amplitud y tiempo, queda acotado a un conjunto de bits para instantes temporales determinados, es decir, a un vocabulario poderosamente estándar y fácilmente manejable por ordenadores y todo tipo de dispositivos digitales.

2.3 El muestreo de las señales

De forma general, la selección de los puntos de muestreo para una señal dependerá en gran medida del conocimiento previo que se tenga de dicha señal. En términos matemáticos, sería equivalente al número de puntos necesarios para determinar de forma unívoca una curva. Así, para una función (señal) continua y constante bastará con un único punto de muestreo ya que, al no variar con el tiempo, la única incógnita es el valor de la amplitud. En el caso de tratarse de una recta (una señal uniformemente creciente o decreciente), entonces bastarían dos puntos. No obstante, nótese que la determinación de los parámetros de una señal cuadrada (amplitud y periodo), lo cual implica dos incógnitas, no resulta de la simple recogida de dos puntos de muestreo, salvo que se dispusiera de alguna información previa sobre su frecuencia. En el otro extremo, para una señal de la que se carece de información, es decir, de dinámica imprevisible incluyendo discontinuidades, el número teórico de puntos de muestreo que se precisa se hace infinito.

En la mayoría de los casos bastará con disponer información sobre el dominio de actuación de la señal, es decir, sobre su margen dinámico o rango de amplitudes, y sobre su frecuencia, que tiene una influencia directa en la determinación de los puntos de muestreo. Estas limitaciones pueden corresponderse con la señal en sí o bien con los propios requerimientos del receptor o usuario.

Así, un ejemplo ilustrativo de señal con rango frecuencial limitado por su propia naturaleza sería el ruido que produce un motor, cuya frecuencia es consecuencia directa del número de revoluciones por minuto al que gira. El otro caso sería el de los sistemas de audio, cuyo rango de frecuencias queda limitado a menos de 20 kHz, pues dichos armónicos superan los límites de percepción del oído humano.

Nótese que en este último caso la fuente (por ejemplo una orquesta) podría generar armónicos de mayor frecuencia, que si se registraran no tendrían utilidad para el melómano pero, por el contrario, “consumirían” potencia y, lo que es incluso peor como se irá viendo a lo largo de la materia, también ancho de banda. La señal de

audio únicamente requiere disponer de contenido espectral hasta esta frecuencia máxima de 20 kHz para que pueda ser reproducida con total fidelidad.

Para evitar la inclusión de frecuencias inservibles, las señales se limitan en banda, es decir, se anulan por encima de un determinado valor de frecuencia. Se dice que una señal es de banda limitada cuando su contenido espectral es nulo a partir de una determinada frecuencia W .

En la figura 6 se representa esquemáticamente el espectro de una señal de banda limitada. Si la señal es paso bajo, la frecuencia que actúa como límite del contenido espectral de la señal se denomina ancho de banda.

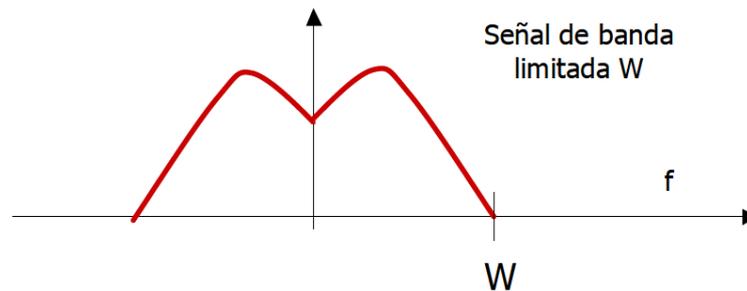


Fig. 6. Señal paso bajo de banda limitada con ancho de banda W . Fuente: [45].

Así, la frecuencia de muestreo depende de las características de la señal y su estadística de variación en el tiempo. Evidentemente, cuanto más rápidos son los cambios temporales que experimenta la señal, más elevada debe ser la frecuencia de muestreo a fin de evitar que se produzca una pérdida de información significativa. La relación entre las variaciones temporales de la señal y la frecuencia de muestreo mínima se establece mediante el teorema del muestreo o criterio de Nyquist.

2.3.1 Selección de la frecuencia de muestreo: el teorema del muestreo o criterio de Nyquist

Desde el punto de vista intuitivo, si se desea tener una representación de una señal mediante un conjunto finito de puntos de muestreo, basta con cumplir dos condiciones:

- que la señal original pase por los puntos de muestreo;
- que no exista otra señal que pase por los mismos puntos de muestreo.

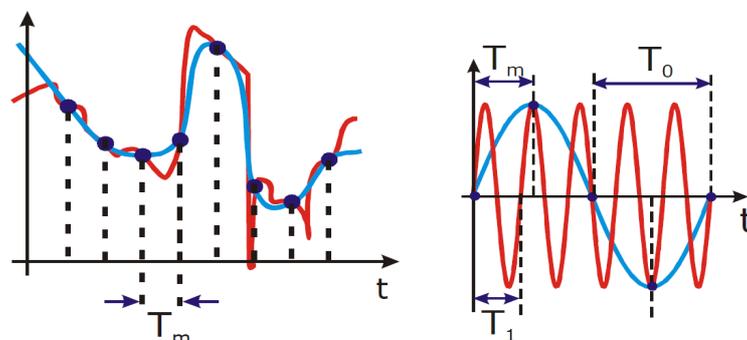


Fig. 7. Posible ambigüedad entre dos señales para el mismo conjunto de puntos de muestreo. Fuente: [45].

La Fig. 7 muestra la principal problemática al seleccionar los puntos de muestreo: que representen una única señal. Nótese que tanto la señal representada por la curva azul como la que viene dada por la curva roja proporcionarían los mismos valores si se muestrearan con un periodo T_m . Si se repite el ejercicio con sinusoides, es decir, en sus componentes frecuenciales, la problemática se mantiene, como también se ilustra en la misma figura.

¿Cómo determinar si las muestras se corresponden con la señal representada en rojo o en azul? Resulta evidente que se necesita algún tipo más de información. Imagínese que, por ejemplo, se supiera que la señal está compuesta por armónicos de frecuencia inferior a $f_1=1/T_1$, entonces podría descartarse la señal representada en rojo. De forma más rigurosa, el teorema del muestreo establece que cuando una señal es de banda limitada puede muestrearse sin que se produzcan pérdidas de información utilizando una frecuencia de muestreo mayor que el doble de su ancho de banda.

$$f_{\text{muestreo}} = \frac{1}{T_{\text{muestreo}}} > 2W \quad (2.1)$$

Esta relación entre la frecuencia de muestreo y el ancho de banda de la señal también se conoce con el nombre de criterio de Nyquist. De acuerdo con este teorema, la frecuencia de muestreo mínima para poder trabajar con señales de audio de alta fidelidad estaría situada por encima de los 40 kHz (20 kHz de ancho de banda). En la Fig. 8 se ilustra el proceso de muestreo sobre una componente sinusoidal. En este ejemplo se toman un total de 10 muestras por periodo por lo que se verifica, sin ningún tipo de problemas, el teorema del muestreo.

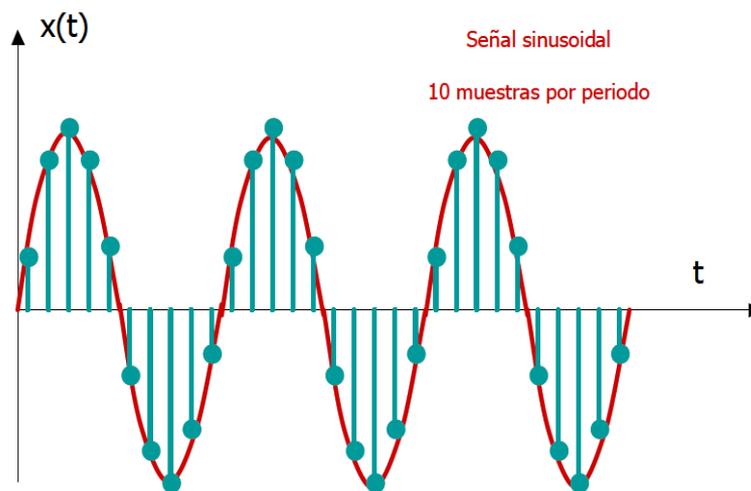


Fig. 8. Muestreo de una componente sinusoidal con una frecuencia de muestreo que verifica el criterio de Nyquist. Fuente: [45].

Es importante notar que el criterio de Nyquist establece un valor de frecuencia de muestreo estrictamente mayor, puesto que si el valor tomado se corresponde con la igualdad, la frecuencia máxima será suprimida. En particular, para un tono de frecuencia f_0 , y periodo $T_0=1/f_0$, si se emplea una frecuencia de muestreo $2 \cdot f_0$, que implica un periodo de muestreo $T_m=T_0/2$, **no** podría recuperarse la información, es decir, se perdería el tono a frecuencia f_0 . De hecho, y como puede verse en la Fig. 9, para esa frecuencia de muestreo, los valores recogidos serían todos 0.

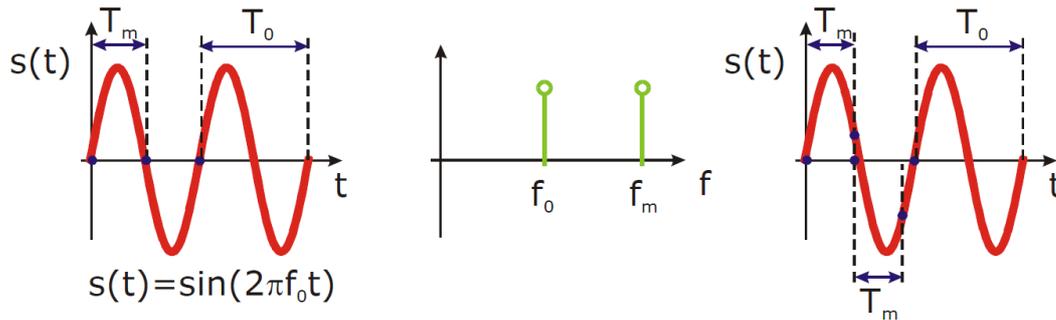


Fig. 9. Importancia de la desigualdad estricta para el criterio de Nyquist. Fuente: [45].

Por ello, la frecuencia de muestreo debería ser estrictamente mayor a f_0 y T_m estrictamente menor a $T_0/2$, valor para el que puede demostrarse matemáticamente que la señal se reconstruye completamente. En este apartado bastará con observar gráficamente que los puntos muestreados ofrecen un valor no nulo por el que, además, resulta imposible dibujar cualquier otra señal de menor frecuencia. Sin embargo, no resulta inusual que para el cálculo habitual de la frecuencia de muestreo se emplee el valor igual al doble del ancho de banda, ya que se suele trabajar con señales de espectro frecuencial continuo, que implica que, aunque matemáticamente se “pierda” el armónico f_0 , se mantiene el armónico $f_0 - \Delta f$, a todos los efectos de mismo valor a f_0 .

2.3.2 El solapamiento de frecuencias o *aliasing*. Filtros anti-solapamiento.

Para garantizar que el proceso de muestreo de una señal analógica verifica el criterio de Nyquist es necesario realizar un filtrado previo de la señal que garantice que no existen componentes de señal con una frecuencia superior a la mitad de la frecuencia de muestreo, es decir, que la señal es de banda limitada. Este filtro paso bajo se denomina filtro anti-solapamiento o *antialiasing* y debe incorporarse en cualquier sistema que realice la digitalización de señales. En la Fig. 10 se representa un diagrama de bloques en el que se indica la presencia del filtro *antialiasing* precediendo al subsistema de muestreo de la señal.

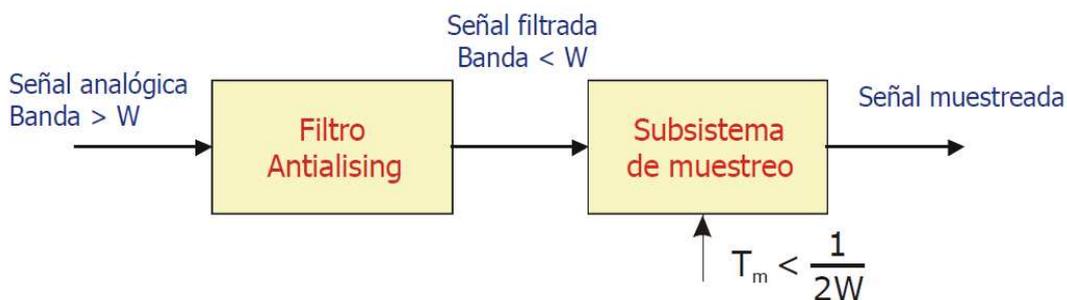


Fig. 10. Filtrado paso bajo previo de la señal analógica: filtro *antialiasing*. Fuente: [45].

2.3.3 La aparición de frecuencias espúreas o *leakage*. Ventanas temporales.

Otro aspecto a tener en cuenta al muestrear es el denominado fenómeno de aparición de frecuencias espúreas o *leakage*. Si $f(t)$ es periódica de periodo p , el

problema surge cuando T_m no es múltiplo de p . En concreto, cuando no se muestrea sobre un número entero de ciclos de los armónicos presentes en la señal, aquellas componentes de la TDF (Transformada Discreta de Fourier) más cercanas a dichos armónicos se “dispersan o derraman” a otras frecuencias. La razón del fenómeno estriba en que, al forzar en el muestreo un periodo distinto del propio de la señal, se intenta reconstruir una señal más compleja (usualmente con más discontinuidades) que la original y que requiere, por tanto, un mayor número y variedad de frecuencias.

El *leakage* en el caso aperiódico surge, simplemente, de la necesidad forzosa de muestrear en un intervalo finito $[0, L = NT]$ donde la señal puede tomar valores no nulos en toda la recta real o en un intervalo muy grande. Nuevamente, esto puede forzar discontinuidades no presentes en la señal y, de ahí, nuevamente el “derrame” a otras frecuencias. Un modo de paliar este fenómeno es utilizar ventanas temporales $\omega(t)$ en $[0, L]$ que decaigan suavemente en los extremos del intervalo y considerar, como muestras de la señal, los valores $\omega(nT)f(nT)$.

2.4 Ejemplos

En este apartado se muestran algunos ejemplos sencillos que pretenden aclarar y hacer visibles los fenómenos comentados anteriormente, con objeto de facilitar la comprensión de los posteriores análisis que se llevan a cabo en esta tesis.

2.4.1 Aparición de frecuencias solapadas

Considérese en primer lugar una señal constituida por un seno de frecuencia $f_0 = 2$ Hz. Si se muestrea a $f_m = 10$ Hz, se tiene que $f_m > 2 f_0$, con lo que se cumple el criterio de Nyquist. Calculando la TDF mediante la expresión:

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x[n] \omega_N^{(n-1)(k-1)} \quad (2.2)$$

donde

$X(k)$ representa las muestras de la señal en el dominio de la frecuencia, con $k = 1, 2, \dots, N$ en las frecuencias $f_k = (k-1) f_m / N$.

$x(n)$ = muestras de la señal en el dominio del tiempo

N = número de puntos con los que se calcula la TDF

$$\omega_N = e^{(-2\pi i)/N} \quad (2.3)$$

se obtiene la gráfica de la Fig. 11. Por razones de conveniencia, de momento la TDF se calcula y representa con el mismo número de puntos que se han obtenido del muestreo. Dado que la señal senoidal es de duración limitada, el pico que aparece en la TDF también tiene una altura limitada, dada por la expresión:

$$X_w(e^{i\omega_0}) = \frac{A}{2} W(e^{i0}) \quad (2.4)$$

Donde A es la amplitud de la señal senoidal y $W(e^{i0})$ es el valor pico de la TDF de la ventana empleada para $\omega=0$.

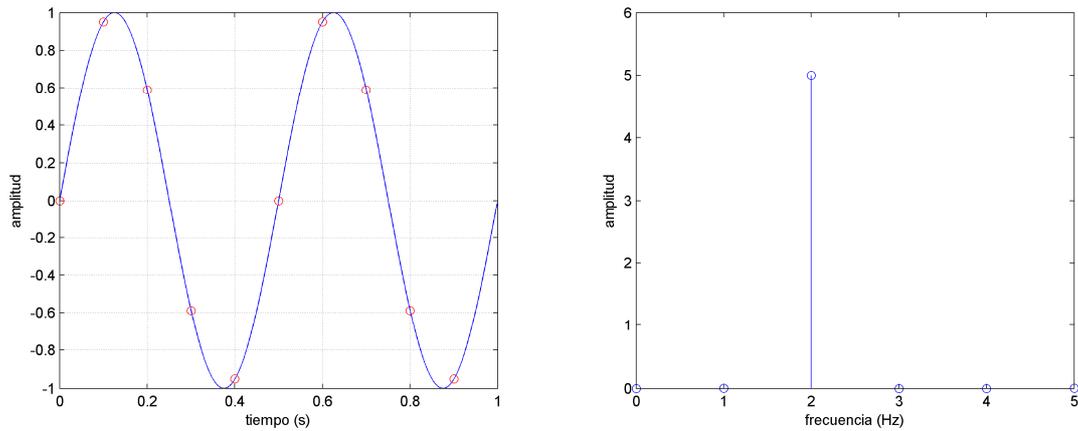


Fig. 11. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 2 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.

Ahora, considérese un seno cuya frecuencia es $f_0 = 8$ Hz. Si se mantiene la frecuencia de muestreo en 10 Hz y se realiza la TDF, se obtiene el resultado de la Fig. 12.

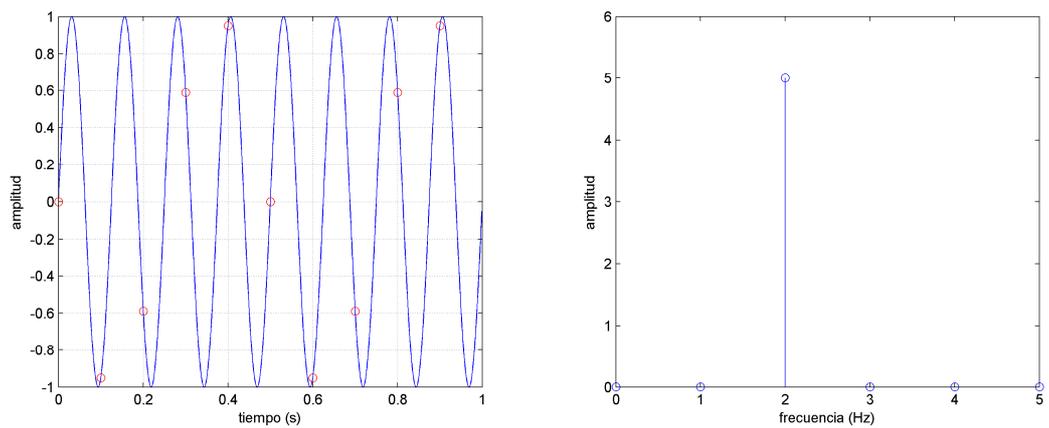


Fig. 12. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 8 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.

Se observa cómo la apariencia en frecuencia es idéntica a la de la figura anterior. En efecto, si se toma el criterio de Nyquist, se observa que $10 < 8 \cdot 2 = 16$, con lo que éste no se cumple. La aparición de la frecuencia de 8 Hz en los 2 Hz se explica mediante la formulación de solapamiento de frecuencias de [46]. Dicha formulación descompone f_0 de la siguiente manera:

$$f_0/f_d = r = p + q \quad (2.5)$$

donde $f_d = f_m/2$ es la frecuencia de solapamiento de Nyquist, y r es el cociente de f_0 entre f_d . Ahora, se toma dicho cociente r y se descompone como suma de su parte entera, a la que se le llama p , y su parte decimal, designada por q . Según p sea par o impar, la frecuencia de solapamiento se obtiene de la siguiente manera:

$$\text{si } p \text{ es par: } f'_0 = q f_d \quad (2.6)$$

$$\text{si } p \text{ es impar: } f'_0 = (1-q) f_d \quad (2.7)$$

En este caso, $r = 8/5 = 1,6$, por lo que $p = 1$ y $q = 0,6$. Con esto, resulta que $f_0 = 2$ Hz, tal y como aparece en la gráfica.

Si ahora se aumenta la frecuencia del seno a $f_0 = 12$ Hz, manteniendo la frecuencia de muestreo en 10 Hz, se tiene que $r = 12/5 = 2,4$, $p = 2$ y $q = 0,4$, con lo que nuevamente $f_0 = 2$ Hz, tal y como aparece en la Fig. 13.

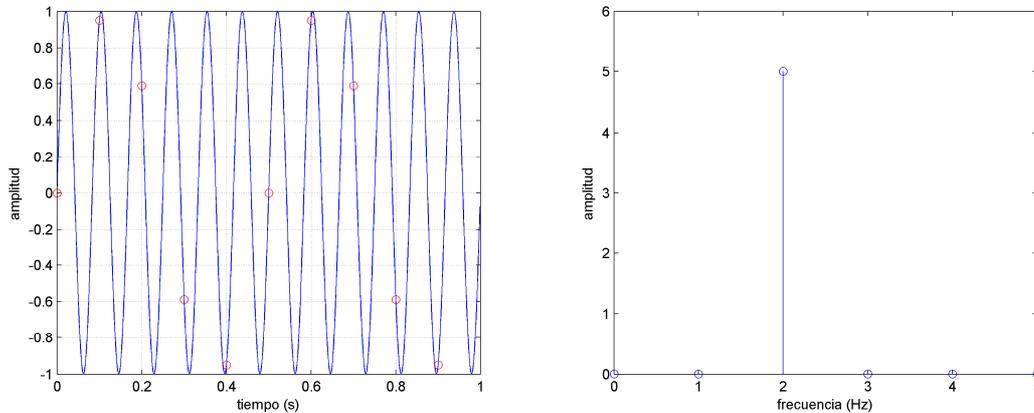


Fig. 13. Representación en el tiempo y en la frecuencia de un seno de frecuencia 12 Hz y duración 1 s, muestreado a 10 Hz.

Se observa cómo, en estos tres ejemplos, se obtiene el mismo espectro de Fourier para diferentes funciones senoidales. En efecto, si únicamente se toman los puntos de muestreo (círculos rojos de cada gráfica), se observa cómo las tres gráficas pasan por mismos puntos, análogamente a lo que ocurría en la Fig. 7. Si se desconoce el rango de frecuencias de la señal original, sería imposible saber, a partir del espectro de Fourier, a cuál de las tres señales corresponde. Es más, si la señal original se compusiese de la suma de los tres senos con diferentes amplitudes, a la vista de su espectro no sería posible conocer qué porcentaje de la amplitud del espectro se debe a cada frecuencia, aunque éstas estuvieran previamente identificadas.

Éste es un caso de problema inverso o mal planteado (*ill-posed problem*), que se resuelve, como se ha dicho antes, limitando el rango de frecuencias y muestreando la señal por encima del doble de dicho rango. De este modo, la relación entre el dominio del tiempo y de la frecuencia es biunívoca.

2.4.2 Aparición de frecuencias espúreas

En la Fig. 11 aparecía el espectro de un seno de frecuencia $f_0 = 2$ Hz muestreado a 10 Hz durante 1 segundo. En este caso, la frecuencia de muestreo es múltiplo de f_0 y el tiempo de muestreo comprende un número entero de periodos de la señal, por lo que el espectro de Fourier muestra un único pico exactamente en la frecuencia f_0 y 0 en el resto de frecuencias. Conviene recordar que las frecuencias devueltas por la TDF son: $(0, 1, 2, 3, \dots, (N-1)/2) \cdot f_m / N$, siendo f_m la frecuencia de muestreo y N el número de puntos muestreados.

Sin embargo, esto no quiere decir que el muestreo de un seno de frecuencia f_0 durante un cierto tiempo $T = f_m \cdot N$ dé como resultado un espectro constituido por una delta de Dirac en f_0 . De hecho, la función $y = \text{sen}(2\pi f_0 t)$ está definida en toda la recta real. Muestrearla sólo durante un cierto tiempo equivale a multiplicarla por la función pulso que vale 1 entre 0 y T y 0 en el resto de casos.

Así, la función sobre la que realmente se está calculando la Transformada de Fourier resulta ser:

$$y(t) = \text{sen}(2\pi f_0 t) H(t) \quad (2.8)$$

donde $H(t) \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{si } t \geq T \end{cases}$ es la función pulso comentada anteriormente.

Del mismo modo que la sucesión $x(n)$ representa un conjunto de muestras de la función continua $y(t)$, la sucesión $X(k)$ representa un muestreo de la función continua en el dominio de la frecuencia $Y(\omega)$. Dicha función se calcula matemáticamente

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-i\omega t} dt = \int_0^T \text{sen}(2\pi f_0 t) e^{-i\omega t} dt = \dots = T e^{\frac{-i(\omega - \omega_0)T}{2}} \text{sinc}\left(\frac{(\omega - \omega_0)T}{2}\right) = \\ &= T e^{-i\pi T(f - f_0)} \text{sinc}(\pi T(f - f_0)) \end{aligned} \quad (2.9)$$

donde $\text{sinc}(t) = \frac{\text{sen}(t)}{t}$ y $\omega_0 = 2\pi f_0$

De este modo, aplicando las propiedades de la transformada de Fourier, la transformada de Fourier de un producto de funciones (en nuestro caso, $\text{sen}(2\pi f_0)$ y $H(t)$), equivale a la convolución de la transformada de una función con la transformada de la otra función. De este modo, la Transformada de Fourier de un seno multiplicado por una función pulso equivale a la convolución de una delta de Dirac con una función de tipo $\text{sinc}(x)$, lo que resulta en dicha función $\text{sinc}(x)$ centrada en f_0 , tal como muestra la Ec. (2.9).

El modo de mejorar el muestreo en frecuencia es el rellenado por ceros o *zero-padding*, que consiste en colocar una serie de muestras de valor nulo a continuación de las muestras tomadas de la señal. Normalmente la longitud de ceros suele ser, como mínimo, tres veces la longitud del vector de muestras. Así, la DFT del seno de la Fig. 11 pasa a ser la de la Fig. 14. En este caso, la longitud del vector de ceros es siete veces la del vector inicial.

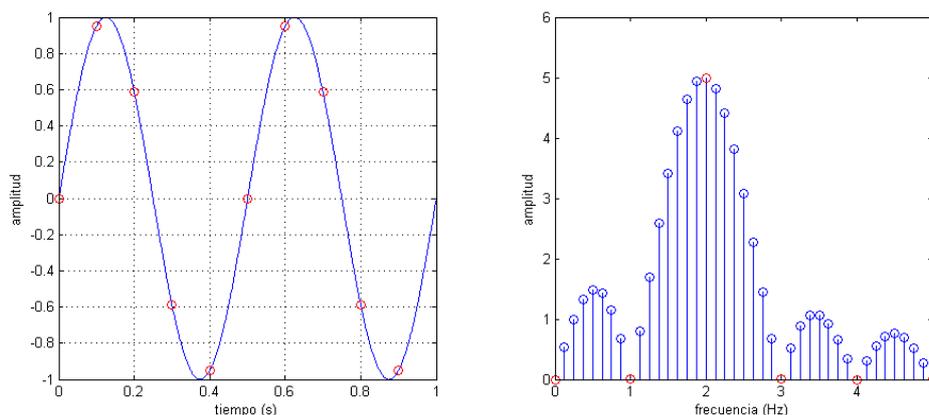


Fig. 14. Espectro de Fourier de la señal tras el relleno con ceros. En rojo se muestran las muestras originales devueltas por la TDF, y en azul las interpoladas.

En el caso de muestrear una señal senoidal pura durante un número entero de periodos con una frecuencia de muestreo múltiplo de la frecuencia f_0 , las muestras del espectro que devuelve la TDF coinciden con los puntos donde la $\text{sinc}(f - f_0)$ de la Ec. (10) es igual a cero y donde alcanza su valor máximo coincidiendo con f_0 . Esto

puede dar lugar a interpretaciones erróneas, tal y como se comenta en el capítulo 10 del libro de Oppenheim y Schaffer [44].

Si ahora, por ejemplo, para la misma frecuencia f_0 se varía la frecuencia de muestreo a 17,0068 Hz, el resultado que se obtiene es el de la Fig. 15. Se observa cómo, al no ser la frecuencia de muestreo múltiplo de la frecuencia f_0 , las muestras de la TDF toman valores distintos de cero.

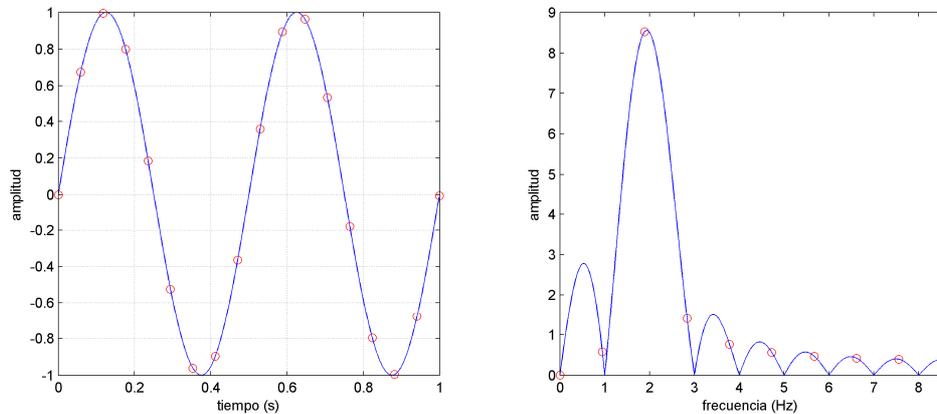


Fig. 15. Seno de frecuencia 2 Hz muestreado a 17,0068 Hz. Los puntos en rojo son las muestras que devuelve la TDF. La línea azul es el relleno con ceros hasta 1024 muestras (se representa mediante una línea continua para no recargar la gráfica).

Las frecuencias espúreas aparecen también cuando no se muestrea un número entero de ciclos. Por ejemplo, si la misma función seno de $f_0 = 2$ Hz se muestrea a 10 Hz pero durante 1,25 segundos, se obtiene el espectro de la Fig. 16, donde nuevamente los círculos rojos representan los puntos muestreados en el dominio del tiempo y los puntos devueltos por la TDF en el dominio de la frecuencia, mientras que la línea azul representa la función continua original en sus respectivos dominios. En este caso, las muestras coinciden con los máximos de los lóbulos secundarios, pero el pico del lóbulo principal no se registra.

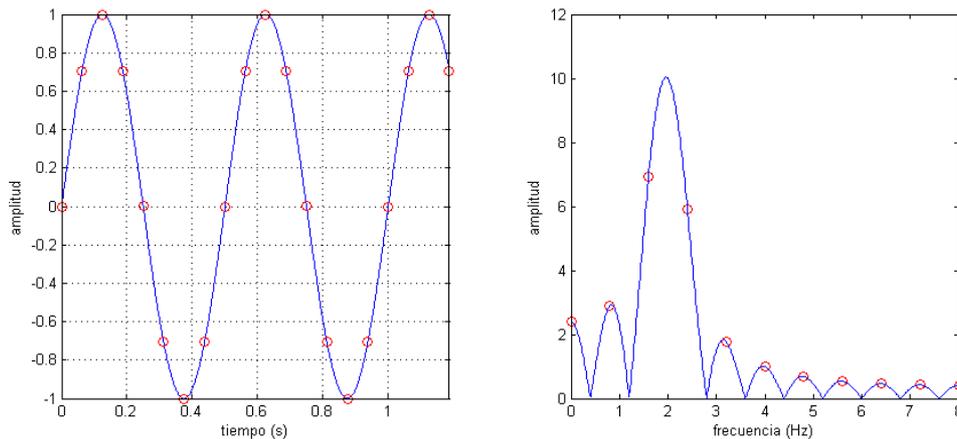


Fig. 16. Seno de frecuencia 2 Hz muestreado a 16 Hz durante 1,25 s. Los puntos en rojo son las muestras que devuelve la TDF. La línea azul es el relleno con ceros hasta 1024 muestras (se representa mediante una línea continua para no recargar la gráfica).

2.4.3 Selección del tipo de ventana

Como se ha visto en la sección anterior, debido al hecho de muestrear una función o señal durante un tiempo limitado, aparece en el espectro una serie de lóbulos secundarios, que se deben al tipo de ventana elegido. La magnitud de estos lóbulos secundarios puede reducirse si, en lugar de emplear como función $H(t)$ un pulso rectangular, se emplea otro tipo de función cuyos extremos sean más suaves. A estas funciones se les denomina ventanas temporales y en la Fig. 17 se muestran algunas de las más empleadas habitualmente.

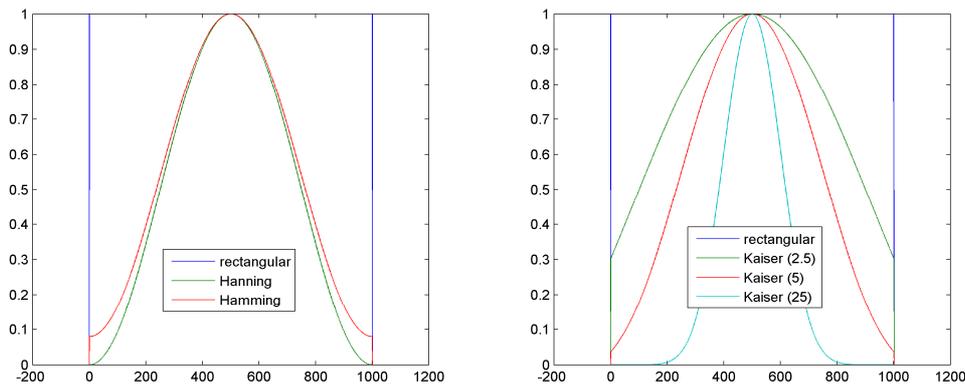


Fig. 17. Diferentes tipos de ventanas temporales de tamaño 1000 muestras. Representación en el dominio del tiempo.

Para observar el efecto que tienen las ventanas en la TDF, tomemos el ejemplo de la Fig. 14. En dicha figura, la función senoidal estaba truncada mediante una ventana rectangular. Si en lugar de ésta, se toma una ventana de tipo Hanning, el resultado es el de la Fig. 18. En esta figura, nuevamente se han dibujado en rojo los valores devueltos por la TDF y en azul los interpolados mediante la adición de ceros. A primera vista, se observa que la serie de lóbulos que aparecían en el caso de la ventana rectangular han dado paso a un único lóbulo. El problema ahora es que la anchura del nuevo lóbulo principal es mayor que en el caso de la ventana rectangular, y la altura es algo mayor.

Así, la elección de un tipo de ventana u otra dependerá de los criterios que primen a la hora de analizar las señales registradas. Si es más importante detectar con precisión los valores pico en su frecuencia, interesa emplear una ventana que se aproxime a la de tipo rectangular. Si, por el contrario, interesa localizar con mayor exactitud en el tiempo la aparición de ciertas frecuencias, debe utilizarse una ventana más tendida (Hanning, por ejemplo). De lo expuesto en este párrafo se deja entrever la imposibilidad de obtener alta resolución en ambos dominios –tiempo y frecuencia– a la vez. Esto se explicará con mayor detalle en el capítulo 4, al tratar los diagramas tiempo-frecuencia.

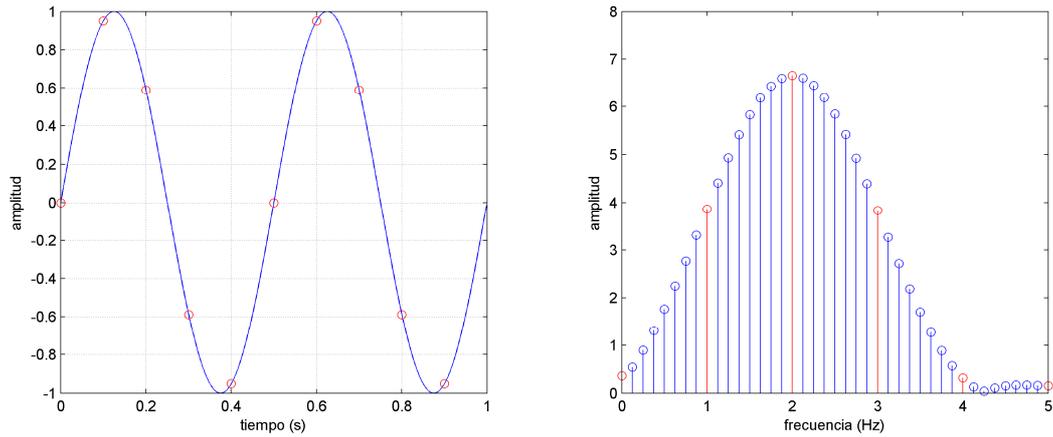


Fig. 18. Enventanado de un seno de frecuencia 2 Hz mediante una ventana de tipo Hanning. La señal en el tiempo se muestra antes del enventanado.

3. Consideraciones prácticas sobre el muestreo de señales

3.1 Motivación y planteamiento del experimento

En el capítulo anterior se ha descrito el proceso digitalización de señales, haciendo especial hincapié en la fase de muestreo. Se ha visto, desde un análisis teórico y mediante ejemplos sencillos, la influencia del criterio de Nyquist sobre la frecuencia de muestreo y la aparición de frecuencias solapadas o *aliasing*. Del mismo modo, se ha mostrado cómo el truncamiento de una señal puede dar lugar a la aparición de frecuencias espúreas o *leakage*. Para evitar cada problema, la teoría de señales propone el empleo de filtros anti-solapamiento, previos al muestreo de las señales, y la utilización de ventanas temporales, respectivamente.

Ahora bien, desde un punto de vista práctico puede resultar que, según el contenido en frecuencia de una señal y la frecuencia elegida para su muestreo, el efecto del solapamiento de frecuencias pueda ser más o menos relevante. En relación a este aspecto, existe cierta controversia entre los profesionales dedicados a la auscultación dinámica de vía sobre el empleo de filtros *hardware*, previos al muestreo. Algunos autores afirman que el empleo de dichos filtros no sólo reducen las amplitudes de la banda de rechazo, sino que también alteran las correspondientes a la banda de paso, lo que dificulta un adecuado diagnóstico del estado de la vía. Por ello, dichos autores proponen el muestreo directo de la señal procedente de los acelerómetros, eliminando el filtrado antisolapamiento.

Con objeto de aclarar esta controversia, se ha realizado el siguiente experimento: con el mismo equipo de acelerómetros y registro de señales empleados en la auscultación dinámica de vía, y que se explican en el capítulo 5, se han registrado de dos modos distintos las aceleraciones causadas por una fuente vibratoria. Para ello, se han colocado dos acelerómetros de idénticas características sobre dicha fuente, uno al lado del otro.

La señal del primer acelerómetro pasa a través de un filtro *hardware* tipo Butterworth de 4 polos con frecuencia de corte 5 kHz, mientras que la señal del segundo pasa a través de un filtro de idénticas características, pero de frecuencia de corte 30 kHz. Dicha frecuencia es suficientemente alta como para asimilarla a un muestreo sin filtro anti-solapamiento, por lo que la señal registrada puede considerarse “sin filtrar”. La frecuencia de muestreo se fija a 30 kHz, muy por encima del contenido en frecuencia de la señal, que se encuentra en la banda de 0-1500 Hz, como se observa más adelante.

Sobre el primer muestreo de las señales, se va reduciendo progresivamente la frecuencia de muestreo. Para ello, simplemente se toma una muestra de cada n , siendo n la razón de submuestreo o diezmado. En el caso de la señal filtrada a 5 kHz, ésta se filtra digitalmente con un filtro de las mismas características que el filtro de 5 kHz (Butterworth de 4 polos), pero con diferentes frecuencias de corte, que deben cumplir el criterio de Nyquist. En el caso de la señal “sin filtrar”, ésta se submuestra sin intercalar filtro alguno. **La ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** muestra las diferentes frecuencias de submuestreo empleadas, y las correspondientes frecuencias de filtrado en el caso de la señal procedente del primer acelerómetro.

Frecuencia de muestreo/ submuestreo	Frecuencia de corte
30.000 Hz	5.000 Hz
15.000 Hz	5.000 Hz
5.000 Hz	2.000 Hz
2.500 Hz	1.000 Hz
1.000 Hz	300 Hz
500 Hz	200 Hz

Tabla 1. Diferentes frecuencias de muestreo y sus correspondientes frecuencias de corte del filtro antisolapamiento, este último sólo para el caso de la señal filtrada, empleadas en el experimento

3.2 Resultados

En lo sucesivo se muestra, para cada frecuencia de muestreo, la apariencia de ambas señales registradas, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia a través de su TDF. En azul se representa la señal “sin filtrar”, mientras que en verde se representa la señal filtrada. Adicionalmente, para aquellas frecuencias de muestreo por debajo de la original, esto es, 30 kHz, se muestran en color rojo las correspondientes señales originales muestreadas a dicha frecuencia. Así, es posible observar las modificaciones que se producen en los sucesivos submuestreos. Finalmente, para el caso de la señal filtrada, se representa también la función de transferencia del filtro, convenientemente escalada para facilitar su observación. De este modo se puede ver las diferentes bandas de paso, de transición y de rechazo de cada filtro, y las alteraciones que producen sobre la señal original.

Dicho esto, la Fig. 19 muestra las señales originales sin filtrar y filtrada muestreadas a 30 kHz. Se observa que la frecuencia de muestreo supera ampliamente el ancho de banda de las señales, que se sitúan por debajo de los 1500 Hz, como se ha dicho anteriormente. Ambas señales son prácticamente idénticas, ya que los acelerómetros se encontraban sobre la misma fuente de vibración y el registro de datos se realizaba simultáneamente. Las pequeñas diferencias se deben a la imposibilidad de ubicar físicamente los dos acelerómetros en el mismo punto, lo cual hace que algunos modos de vibración se perciban con amplitudes diferentes. No obstante, esto no invalida en absoluto el experimento.

Comparando ambas señales, se observa que las amplitudes, tanto en el dominio del tiempo como en la frecuencia, son similares. Es más, los picos correspondientes a las frecuencias de 100 Hz y 200 Hz son superiores en el caso de la señal filtrada. Por lo tanto, no hay indicios de que el filtro anti-solapamiento haya alterado las amplitudes de la señal, al menos de forma apreciable.

Sin embargo, sí que se aprecia una diferencia entre ambas señales que se debe a la inclusión del filtro, y es el nivel de ruido. En dicho experimento, la fuente vibratoria se conectó entre los instantes $t = 12$ s y $t = 27$ s, y entre los instantes $t = 50$ s y $t = 64$ s, permaneciendo en reposo el resto del tiempo. Teóricamente, el nivel de aceleraciones durante la fase de reposo debería ser nulo. Sin embargo, se observan unas pequeñas amplitudes que, en el caso de las aceleraciones sin filtro, son mayores. Dichas amplitudes constituyen el llamado “ruido”, y que está presente en mayor o menor medida en todo sistema de adquisición de datos, y cuyas causas son diversas [47].

Entre las diferentes fuentes de ruido, se encuentra el originado por la agitación térmica producida en las moléculas del material que forma los conductores y, sobre todo, en las resistencias, por el choque con los electrones en movimiento. Dicha agitación térmica origina variaciones en la conductividad de los materiales que, sometidos al paso de una corriente eléctrica, causan unas pequeñas variaciones en el voltaje, que son registradas por el equipo de registro. Dado que este tipo de ruido no proviene de ninguna vibración física, se extiende en un amplio ancho de banda. De aquí se extrae la primera conclusión: la inclusión de un filtro anti-solapamiento reduce el nivel de ruido de la señal sin que ello implique una disminución de las amplitudes en la banda de paso. En este ejemplo, el nivel de ruido en la señal sin filtrar es del orden de tres a cuatro veces superior que en el de la señal filtrada.

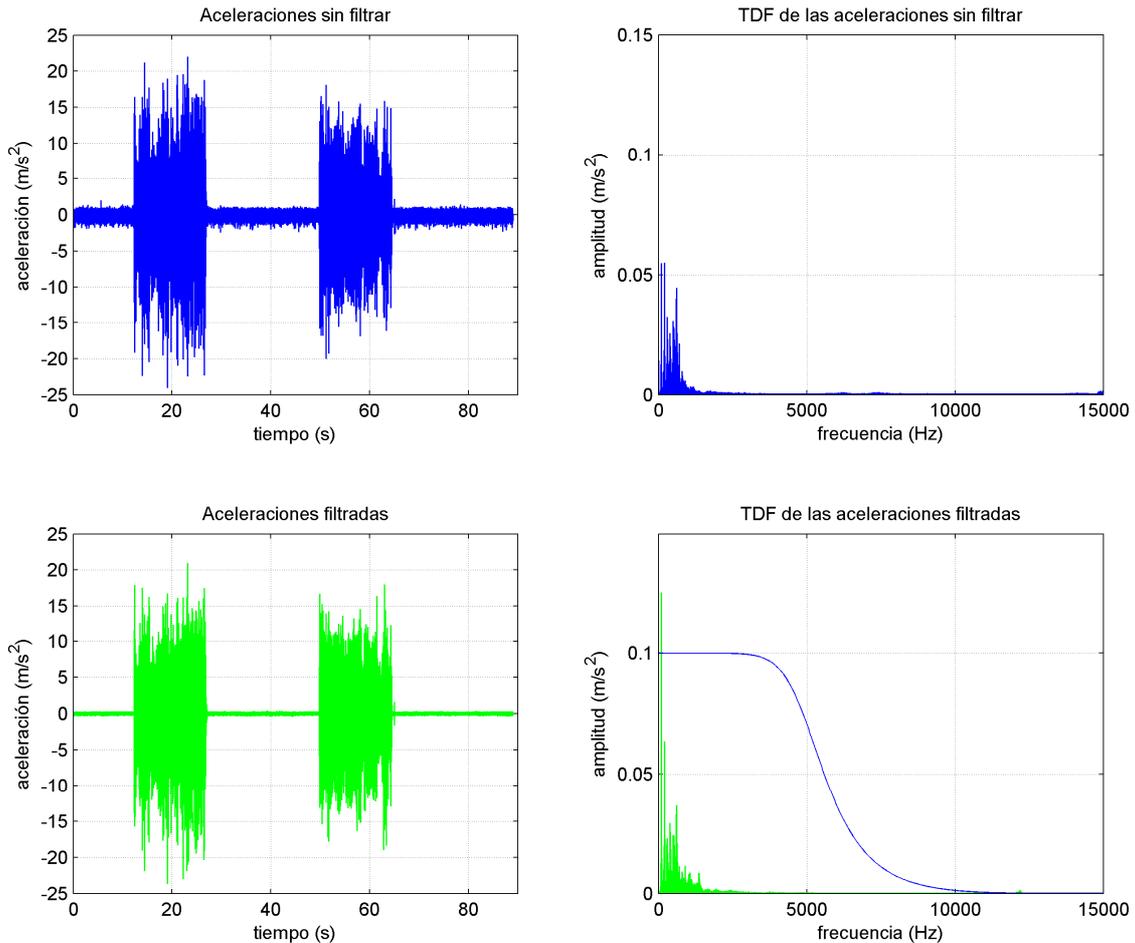


Fig. 19. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) registradas a 30 kHz

La Fig. 20 muestra el primer submuestreo, a 15 kHz, es decir, se ha tomado una muestra de cada dos. En este caso, dado que la frecuencia de muestreo sigue siendo bastante superior al ancho de banda de las señales y que el filtro anti-solapamiento de 5 kHz cumple holgadamente el criterio de Nyquist, no se ha realizado filtrado adicional alguno, procediéndose directamente al diezmo.

A diferencia de la figura anterior, en este caso, así como en los sucesivos, se representan en rojo las señales originales. Dichas señales se representan detrás de las submuestreadas ya que, a medida que la frecuencia de muestreo disminuye, la amplitud se ve atenuada. La única excepción es la representación de la TDF de la señal sin filtrar ya que, a medida que la frecuencia de muestreo se reduce, el

solapamiento aumenta y con él las amplitudes de las frecuencias bajas. Todo ello podrá comprobarse en su momento.

De la observación de las cuatro gráficas que componen la Fig. 20 se desprende que la pérdida de información en el submuestreo es prácticamente nula, ya que las señales actuales se superponen exactamente con las originales. Únicamente se observan algunas pequeñas diferencias en los picos de la señales sin filtrar en el dominio del tiempo. Éstas se deben a que, al eliminar parte de los datos originales, se pierden algunos picos, aunque, como se ha dicho, esta diferencia es mínima.

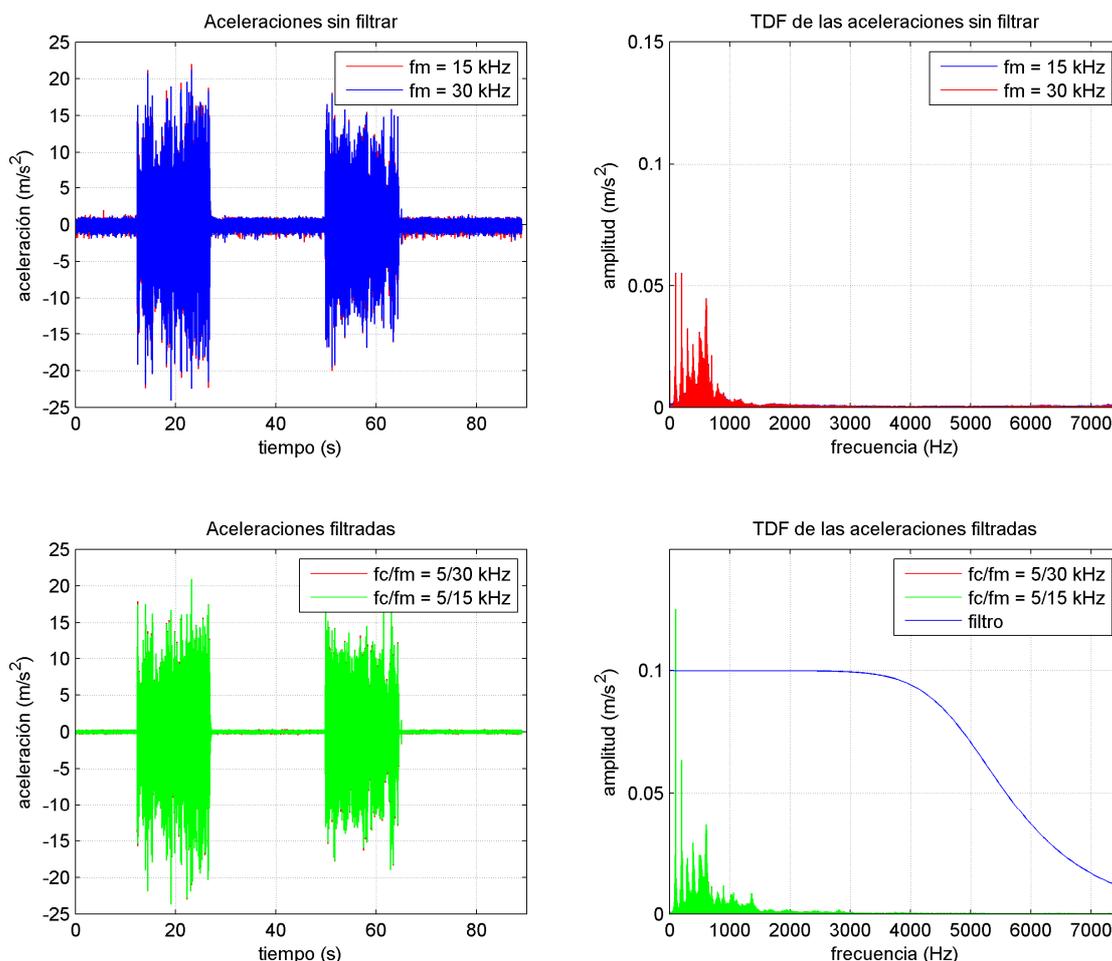


Fig. 20. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 15 kHz partir de las señales originales (rojo)

Para la Fig. 21, se ha reducido la frecuencia de muestreo a 5 kHz, es decir, se ha tomado una muestra de cada 6. Como, en este caso, el filtro anti-solapamiento ya no cumple con el criterio de Nyquist, la señal verde se ha filtrado con un filtro de 2 kHz, simulando al filtro anti-solapamiento que se habría colocado de haber muestreado la señal a 5 kHz.

Nuevamente, no existen diferencias significativas en las gráficas. No obstante, la reducción de los picos de aceleraciones en el dominio del tiempo se hace más apreciable, si bien todavía es pequeña y permite su completa detección. También cabe comentar que en el espectro de las aceleraciones sin filtrar ya comienza a percibirse el fenómeno del solapamiento de frecuencias, especialmente en la banda más baja (0-100) Hz y en la más alta, a partir de los 1500 Hz. En este caso, el fenómeno del solapamiento todavía carece de importancia debido a la escasa amplitud de las frecuencias solapadas.

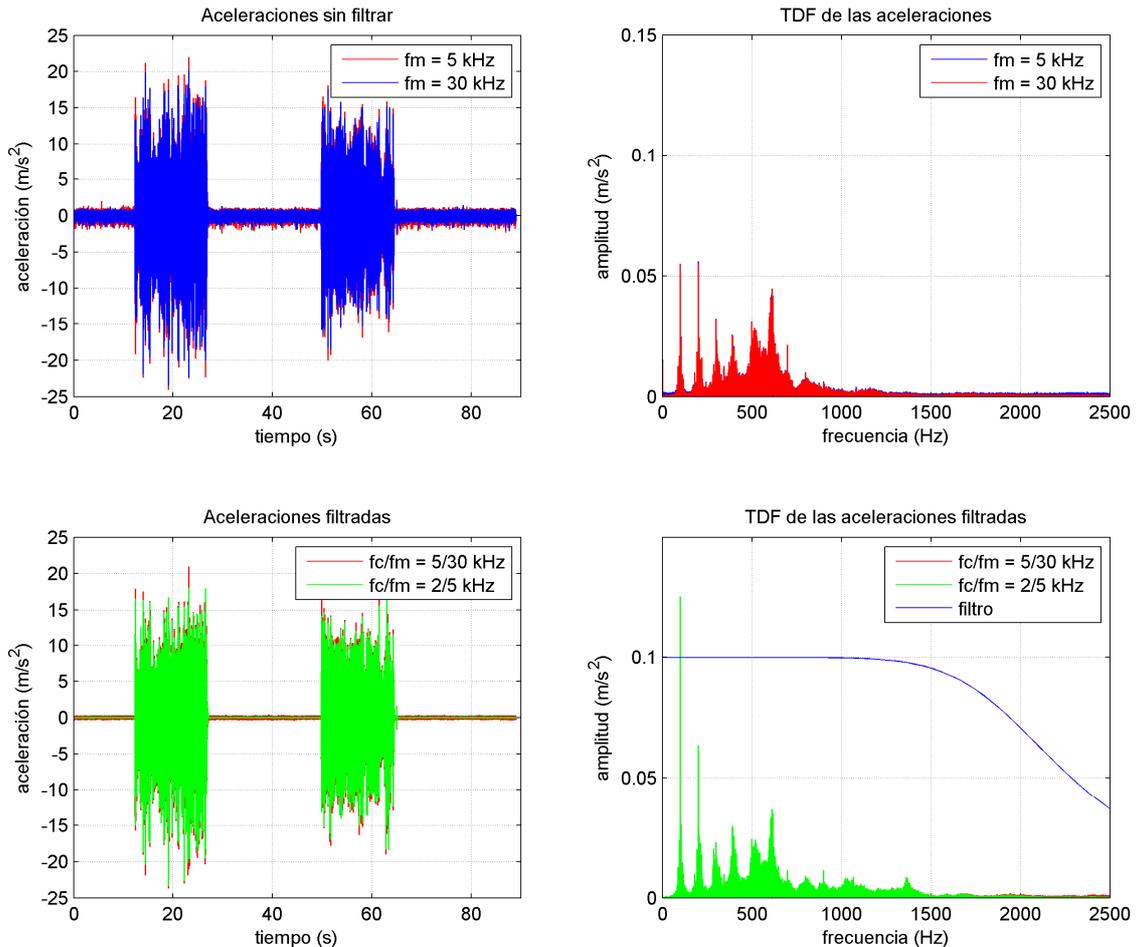


Fig. 21. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 5 kHz partir de las señales originales (rojo)

La Fig. 22 muestra las aceleraciones submuestreadas a 2,5 kHz, en un caso sin filtrar y en otro filtradas a 1 kHz. Comparando el ancho de banda de análisis, equivalente a la mitad de la frecuencia de muestreo, con el ancho de banda de la señal, se puede afirmar que nos encontramos en un caso límite, ya que ambos anchos de banda se aproximan. En efecto, para el caso de la señal muestreada sin filtrar (azul), el ancho de banda donde se sitúa la mayor parte del contenido frecuencial de la señal se sitúa justo por debajo de los 1250 Hz, que es el ancho de banda analizado en este caso. De ahí, que el solapamiento que se produce es todavía muy pequeño, aunque mayor que en el caso anterior.

Para el caso de la señal filtrada previamente a su muestreo (verde), su ancho de banda es algo mayor, llegando hasta los 1500 Hz. Como puede observarse, las frecuencias superiores a los 950 comienzan a reducirse debido a la caída del filtro (línea azul), hasta casi anularse en los 1250 Hz. De este modo, se evita que el pico que aparece en la frecuencia de 1350 Hz se solape y aparezca en la frecuencia de 1150 Hz. Por su parte, se observa que algunos picos del acelerograma filtrado han disminuido de forma importante, si bien todavía es posible identificarlos en su mayoría.

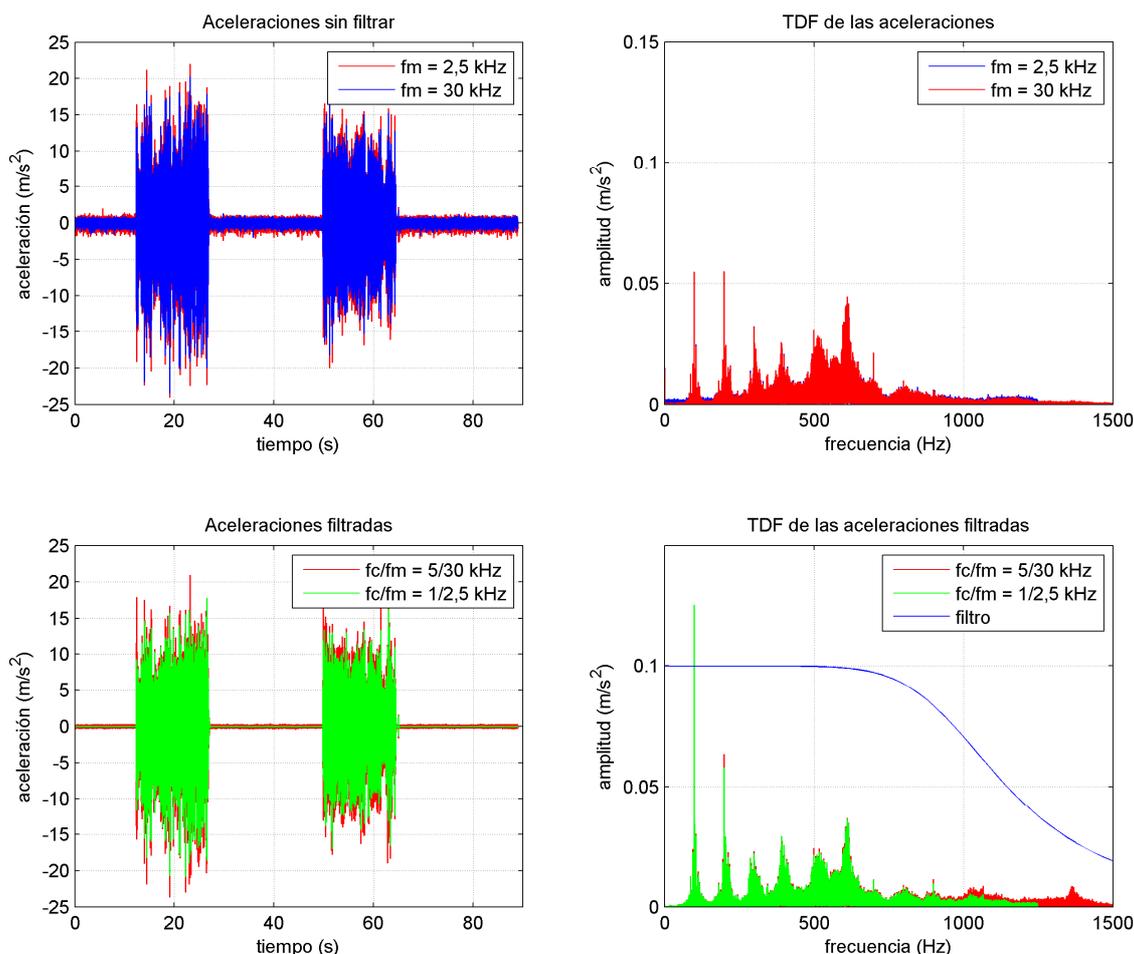


Fig. 22. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 2,5 kHz partir de las señales originales (rojo)

La Fig. 23 muestra las señales submuestreadas a 1 kHz, esto es, tomando una muestra de cada 30. Así, la banda de análisis se reduce a 0-500 Hz. En el caso de la señal filtrada, la frecuencia de corte ha sido de 300 Hz. Centrándose en el espectro de la señal sin filtrar (azul), puede apreciarse cómo la diferencia con la figura anterior es notable. Se observa que el pico situado a la frecuencia de 400 Hz que anteriormente tenía una amplitud de 0,025 m/s² tiene ahora una amplitud de 0,055 m/s², es decir, más del doble. Esto se debe a que el pico situado a la frecuencia de 600 Hz se ha solapado con el de 400 Hz, sumándose ambas amplitudes. Paralelamente, se observa un aumento de las amplitudes en la banda de 400-500 Hz y algo menor en la banda de 0-100 Hz.

En comparación, a la señal filtrada le sucede lo contrario. Se observa cómo a partir de los 300 Hz las amplitudes decrecen hasta anularse casi por completo, de forma que el solapamiento que se produce es muy pequeño. En este caso, el solapamiento que se produce es el correspondiente a la banda de transición del filtro que, al no ser ideal, mantiene las frecuencias pertenecientes a la banda de 300-1000 Hz con un cierto valor de amplitud que, aunque reducido, no llega a anularse por completo (la completa anulación de amplitudes se produce a partir de los 1000 Hz). De esta banda, las que se encuentran en el rango 500-1000 Hz son las que se solapan en la banda de análisis.

Se observa que el pico situado en los 300 Hz disminuye su amplitud de 0,20 a 0,15 m/s², mientras que el pico situado en los 400 pasa de 0,25 a 0,05 m/s² y el situado

en los 500 Hz pasa de 0,20 a 0,02 m/s^2 , desapareciendo casi por completo. Por el contrario, los picos situados en las frecuencias de 100 y 200 Hz, en la banda de paso, mantienen su amplitud original.

Respecto a la apariencia en el dominio del tiempo, la señal azul ve reducidas sus amplitudes en cierta medida debido a que, al tomar sólo una muestra de cada 30, una parte importante de la amplitud los picos queda ahora entre dos muestras y no se capta. En el caso de la señal verde, las amplitudes se reducen bastante más debido a que el filtro ha eliminado buena parte del contenido de la señal. Esto afecta las frecuencias más altas, que son las responsables de los cambios más abruptos y que dan lugar a los picos más acusados.

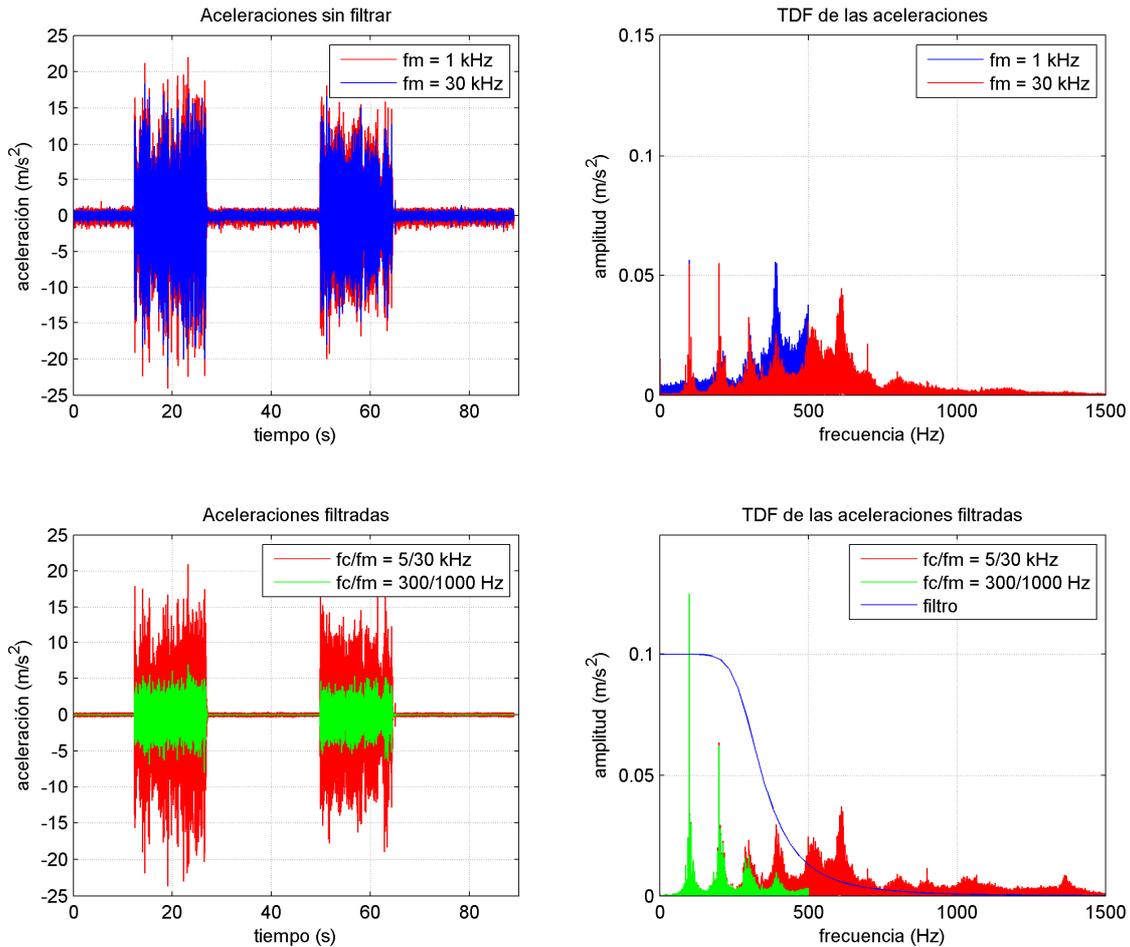


Fig. 23. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 1 kHz partir de las señales originales (rojo)

Por último, la Fig. 24 muestra las señales submuestreadas a 500 Hz, para lo cual se ha tomado una muestra de cada 60 de las señales originales. La banda de análisis se extiende, por lo tanto, de 0 a 250 Hz. En el caso de la señal filtrada, la frecuencia de corte del filtro se ha fijado en 200 Hz.

Se observa cómo en las gráficas de los espectros, los efectos comentados en el caso anterior se agravan. En el caso de la señal sin filtrar, los sucesivos solapamientos de la señal cuyo ancho de banda original era de 1250 Hz en la banda de 0-250 Hz desvirtúa por completo el espectro en la banda de análisis. Efectivamente, el pico situado en los 200 Hz aumenta su amplitud de 0,55 a 0,80 m/s^2 , mientras que el pico situado en los 100 Hz aumenta en anchura. Este último pico no aumenta su amplitud debido a que el solapamiento no se produce exactamente en la misma

frecuencia, sino en frecuencias algo mayores. Adicionalmente, se observa cómo las amplitudes de la banda 0-100 Hz, que antes eran prácticamente nulas, ahora poseen una amplitud media de $0,025 \text{ m/s}^2$ e incluso algo mayor en las frecuencias cercanas a los 0 Hz. En la banda de 100-250 Hz también se observa un incremento notable de las amplitudes.

En el caso de la señal filtrada, se observa que el pico de frecuencia 200 Hz reduce su amplitud de $0,65$ a $0,45 \text{ m/s}^2$, es decir, un 70%. Esto concuerda con su localización respecto a la función de respuesta del filtro (línea azul), que para una frecuencia de 200 Hz vale aproximadamente $0,7$ (recuérdese que, a efectos de representación, la función de respuesta en frecuencia del filtro se ha dividido por 10, por lo que el valor mostrado en la gráfica es $0,07$). Sin embargo, el pico situado en 100 Hz mantiene su amplitud original.

En relación a la apariencia de las señales en el dominio del tiempo, los efectos descritos en el caso anterior también se acrecientan. En el caso de la señal sin filtrar, la detección de los picos disminuye debido a la mayor omisión de puntos muestreados. En el caso de la señal filtrada, la pérdida de contenido de la señal debido a la acción del filtro es tal que imposibilita en gran medida la detección de los picos.

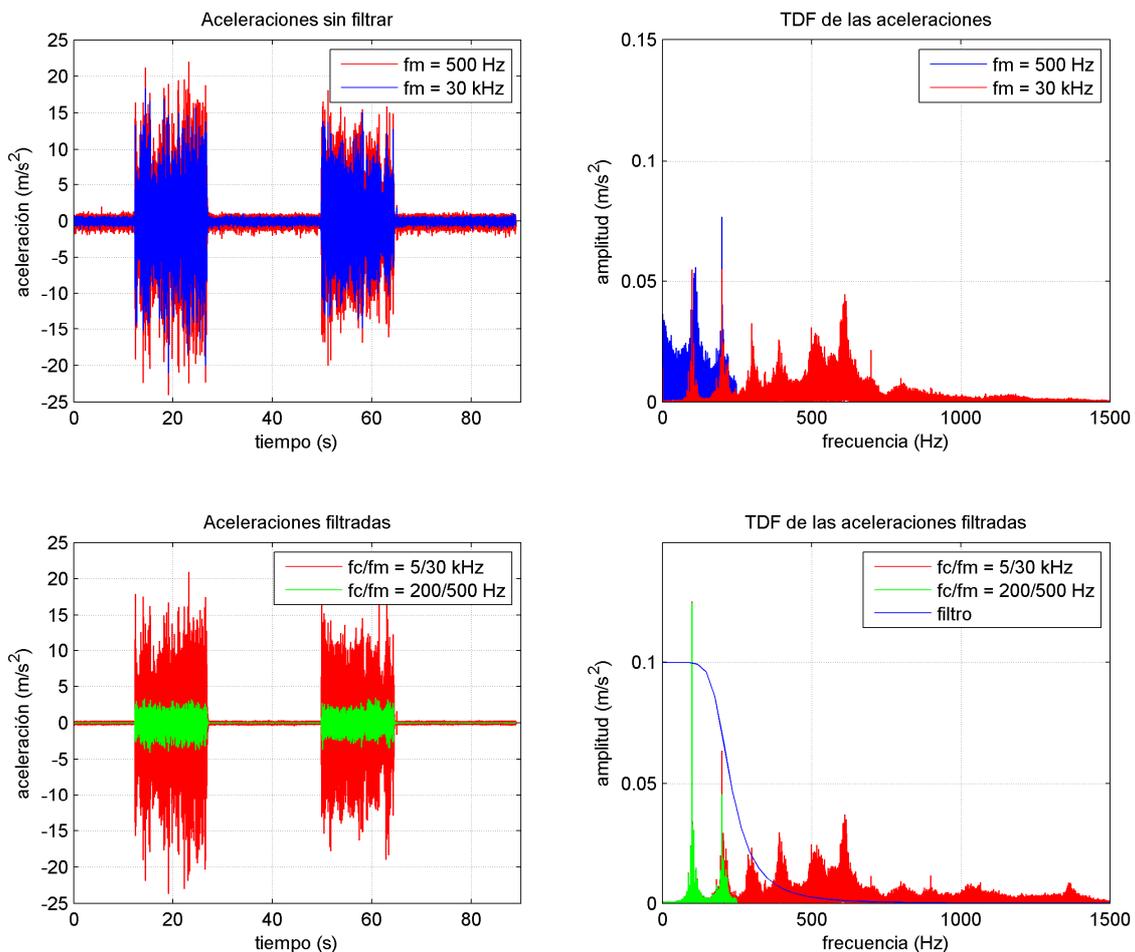


Fig. 24. Señal sin filtrar (azul) y filtrada (verde) submuestreadas a 500 Hz partir de las señales originales (rojo)

3.3 Comentarios críticos

Los resultados mostrados en las figuras anteriores conducen a las siguientes conclusiones:

En primer lugar, el nivel de ruido de una señal puede reducirse empleando un filtro. Dado que el ruido eléctrico no proviene de ninguna vibración física, se puede modelar como ruido blanco, por lo que su espectro extiende en un amplio ancho de banda. Por lo tanto, cuanto menor es la frecuencia de corte del filtro, menor es el nivel de ruido.

En segundo lugar, se ha visto que, para altas frecuencias de muestreo, tales que superen varias veces el ancho de banda de la señal registrada, no existen diferencias significativas entre el empleo de un filtro antisolapamiento y el muestreo directo.

El muestreo directo, sin filtro, puede ser ventajoso en el caso en el que únicamente se desee analizar la señal en el dominio del tiempo, ya que se evita el suavizado de la señal introducido por los filtros. De este modo, el muestreo directo conserva en mayor medida la magnitud de los picos en el dominio del tiempo.

Por el contrario, si se desea analizar el contenido en frecuencia de una señal que ha sido registrada con una frecuencia de muestreo similar o inferior a su ancho de banda, la inclusión de un filtro antisolapamiento es imprescindible. De no proceder así, el solapamiento que se produce puede llegar a desvirtuar completamente los espectros reales, tal y como ocurre en las Figs. 23 y 24. Además, se ha visto que el filtro antisolapamiento no modifica las frecuencias de la banda de paso.

Así pues, y teniendo en cuenta todo lo anterior, a la hora de diseñar un sistema de registro de señales es muy conveniente conocer el ancho de banda de la señal objeto de registro. Mientras una baja frecuencia de muestreo puede dar lugar a una pérdida considerable de información de la señal, una frecuencia de muestreo demasiado elevada consume excesivos recursos sin aportar información adicional significativa.

Para determinar el ancho de banda de una señal, es conveniente realizar una serie de muestreos a muy alta frecuencia y observar las máximas frecuencias que aparecen. Una vez determinado el ancho de banda de la señal, debe elegirse la frecuencia de filtrado, en su caso, y la de muestreo. En el caso de que la frecuencia máxima se desconozca o desee analizarse un ancho de banda menor, entonces, la primera tarea es identificar la máxima frecuencia que se pretenda analizar. A partir de dicha frecuencia, se elegirá la frecuencia y tipo del filtro, que en este caso será necesario. Conocidas la frecuencia de corte y la respuesta en frecuencia del filtro, se establece la frecuencia de muestreo de forma que el solapamiento que pueda existir sea despreciable o inexistente.

4. La representación tiempo-frecuencia: los espectrogramas

En el capítulo 2 se han introducido los conceptos necesarios para procesar con medios informáticos cualquier magnitud física medible: la digitalización de las señales, que incluye a su vez el muestreo y la cuantización de las mismas. También se ha comentado los cuidados que debe tenerse a la hora de muestrear una señal y a la hora de interpretar su forma tanto en el dominio temporal como en el frecuencial.

La descomposición en frecuencias de una señal, como por ejemplo lo es en nuestro caso las aceleraciones verticales en caja de grasa, permite ver qué frecuencias poseen mayor amplitud, lo cual es de gran importancia en sistemas dinámicos como la interacción vehículo-vía, ya que permite observar los modos naturales de vibración de los diferentes elementos de la vía (carriles, traviesas, placas de asiento, etc.) y la aparición de grandes amplitudes en determinados rangos de frecuencia, lo que origina defectos de vía diferentes (p. ej. defectos de nivelación de onda corta, media y larga y desgaste ondulatorio) cuyo tratamiento puede diferir según la banda de frecuencia en la que aparecen (p. ej. bateo vs. amolado). Además, según el tipo de vehículo que circule sobre la vía (metros, tranvías, mercancías, etc.), unas frecuencias pueden ser más nocivas que otras, debiendo actuar sobre la vía en consecuencia.

No obstante, la descomposición en frecuencias de un tramo de vía no ofrece ninguna información sobre la localización de cada tipo de defecto. Por ejemplo: si realizamos la descomposición en frecuencias de todo el tramo de vía entre Valencia-Sud y Paterna, de unos 12 km de longitud, se notarán probablemente unos picos en la banda propia del desgaste ondulatorio. Sin embargo, ello no significa que en todo el tramo entre Valencia-Sud y Paterna exista dicho desgaste.

En términos generales, el problema de la localización tiempo-frecuencia se da en aquellas señales cuyo contenido en frecuencia no es constante en toda su longitud (espacio o tiempo), como es el caso de la vía. Este problema se resuelve mediante los diagramas tiempo-frecuencia. Existen diversos diagramas de este tipo, pero los más empleados son los espectrogramas, basados en la Transformada de Gabor, y la Transformada Wavelet.

4.1 Obtención de los espectrogramas a partir de las señales muestreadas

En los espectrogramas, la señal se fragmenta en trozos llamados *ventanas*. Puesto que estamos analizando señales muestreadas, estas ventanas estarán constituidas por un número L de puntos de la muestra completa. Así, se calculan las sucesivas TDF correspondientes a cada conjunto de L puntos. Las ventanas se eligen de forma que entre una ventana y la siguiente existe un cierto número de puntos en común, s , que se conoce como *solape*. Tomando las aceleraciones verticales como señal, el solape permite que cierto defecto que aparezca en una zona determinada y con una cierta frecuencia quede englobado dentro de una misma ventana y no sea partido entre ventanas contiguas.

La representación de la señal en el espectrograma es una representación en “2,5 D” donde en el eje x se representa el tiempo, en el eje y la frecuencia y en el eje z las

amplitudes. Consiste en colocar en columnas las TDF de las sucesivas ventanas, es decir, el eje de ordenadas muestra el contenido en frecuencia de cada ventana, y cada ventana se coloca en el eje de tiempos tomando como referencia el instante de tiempo de su punto medio. La Fig. 25 muestra de forma esquemática todo el proceso.

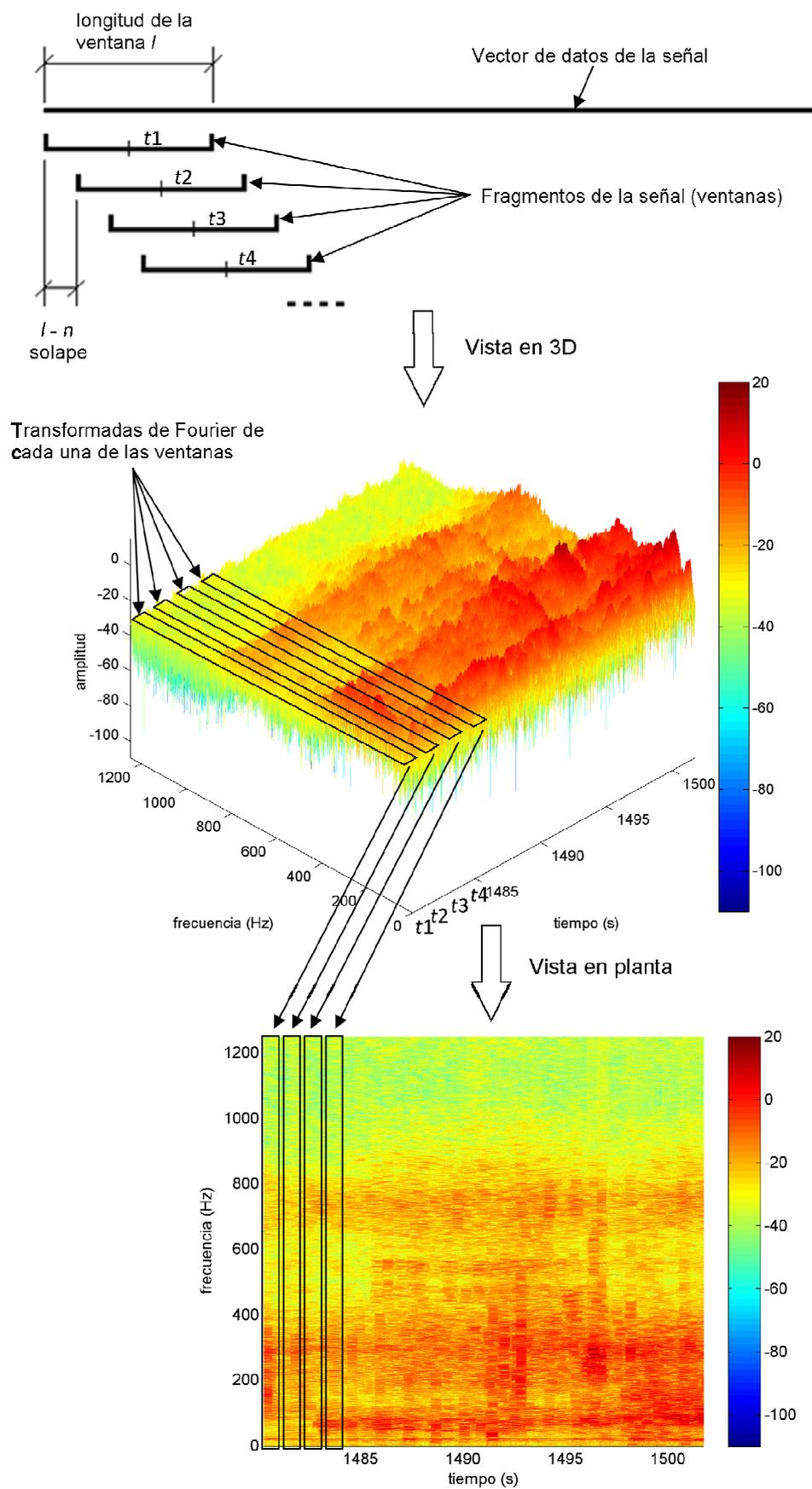


Fig. 25. Esquema de obtención de los espectrogramas

A fin de poder trabajar con estos diagramas en una representación plana, se procede a representar las amplitudes mediante curvas de nivel, de manera análoga a las cotas en un mapa topográfico. En este caso, a cada rango de amplitudes se le asocia un color diferente. Las amplitudes se representan en escala logarítmica a partir de la Densidad Espectral de Potencia (DEP) o *Power Spectral Density (PSD)* de la señal. Si $A(r, c)$ representa la amplitud de la señal en el instante t_r para la frecuencia f_c , la DEP en el mismo punto vale

$$P(r, c) = a|A(r, c)|^2 \quad (4.1)$$

$$\text{donde } a = \frac{2}{F_m \sum_{j=1}^L |w(j)|^2} \quad (4.2)$$

Donde F_m es la frecuencia de muestreo y $w(j)$ es la amplitud de la ventana temporal para cada punto j . Así, las amplitudes del espectrograma, en las que se basa la escala de colores se obtienen mediante la siguiente relación:

$$S(r, c) = 10 \log_{10} P(r, c) \quad (3.3)$$

4.2 Ejemplos de representación tiempo-frecuencia

En este apartado se muestran algunos ejemplos de funciones sencillas representadas mediante espectrogramas, con objeto de familiarizar al lector no acostumbrado a este tipo de representaciones. Dichos ejemplos sirven, además, para observar cómo varía la apariencia de los resultados al variar una serie de parámetros, en concreto:

- Longitud de la ventana L
- Tipo de ventana empleada (rectangular, Hanning, Kaiser, etc.)
- Solape entre ventanas consecutivas s
- Número de puntos con los que se calcula la TDF en cada ventana L° .

4.2.1 Representación tiempo-frecuencia de una función senoidal

La Fig. 26a muestra el espectrograma de la función $y = \text{sen}(2\pi \cdot 20t)$, es decir, una función senoidal cuya frecuencia es constante e igual a 20 Hz. Dicha señal se ha muestreado a 100 Hz durante 10 segundos. La representación se ha obtenido con un ancho de ventana Hanning de 500 muestras (5 s), un solape entre ventanas de 10 muestras (0,1 s) y un número de puntos de la TDF de 2048. Se observa una línea horizontal de color rojo oscuro a la altura de los 20 Hz, correspondiente a la frecuencia de la señal, que se mantiene constante a lo largo del tiempo. A medida que nos alejamos de la frecuencia principal, los tonos de la escala de color reflejan amplitudes decrecientes. Además, se observa una serie de líneas azuladas paralelas a la roja, cuya razón de ser se encuentra en el efecto del enventanado comentado en la sección 2.4.3.

Para clarificar esto, la Fig. 26b muestra la TDF de dicha señal con los mismos parámetros con los que se ha obtenido el espectrograma. Esto equivale a hacer un corte vertical para ver el espectrograma de perfil. Se observa que la representación recuerda a la de la Fig. 15, con la salvedad que, en este caso, las amplitudes se han

obtenido de acuerdo a las Ecs. (11-13). Obsérvese cómo las líneas azuladas de la figura a) coinciden con los mínimos locales de la figura b). También cabe explicar el hecho de que, si bien la señal se ha muestreado para un periodo de 10 segundos, el espectrograma sólo refleja el periodo de 2,5 s a 7,5 s. Esto se debe a que, según lo explicado en la sección 1.1, las TDF de las sucesivas ventanas se representan coincidiendo con el instante de tiempo medio de éstas, por lo que, siendo la anchura de las ventanas de 5 segundos la primera ventana aparece en el instante $t = 2,5$ s, mientras que la última aparece en $t = 7,5$ s.

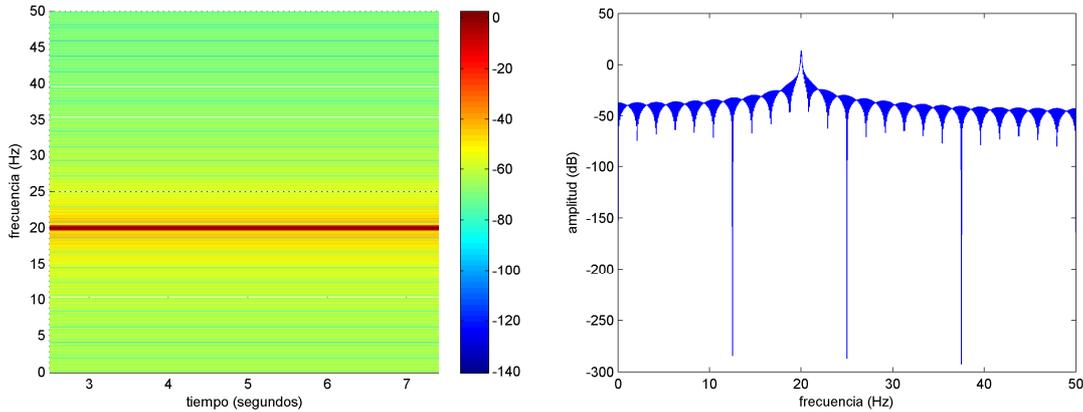


Fig. 26. (a) Espectrograma de un seno de 20 Hz y (b) TDF de la misma función, donde las amplitudes se han calculado de acuerdo a las Ecs. (11-13).

4.2.2 Representación tiempo-frecuencia de una delta de Dirac

En este caso, se representa la función $y = \delta(t - 5)$, es decir, una delta de Dirac centrada en $t = 5$ s. En este caso, la delta de Dirac toma el valor igual a 1, dada la necesidad de trabajar con valores finitos. Los parámetros de registro de la señal se mantienen igual que en el caso anterior: $f_m = 100$ Hz y $T = 10$ s. Así, la Fig. 27, muestra el espectrograma con una ventana Hanning de $L = 50$ muestras (0,5 s), un solape s de 48 muestras y un número de puntos de la TDF L° de 256. En este caso, la representación aparece únicamente en el intervalo $4,75 < t < 5,25$, esto es, media longitud de ventana a cada lado de la delta de Dirac. Esto se debe a que estas ventanas son las únicas que contienen algo de información distinta de cero.

Centrándonos en este intervalo, se observa en primer lugar que todo el rango de frecuencias está excitado. Esto se corresponde con la teoría del análisis de Fourier, que establece que la transformada de Fourier de una delta de Dirac equivale a una línea constante en el dominio de la frecuencia, lo que significa que todas las frecuencias tienen igual amplitud. En segundo lugar, se observa cómo la amplitud, en el eje del tiempo, crece desde los extremos de la banda hasta alcanzar un máximo en la parte central de dicha banda, coincidiendo con la localización de la delta de Dirac. Esto, junto al hecho de que la anchura de la banda no sea 0, es decir, que únicamente posea valores no nulos en el instante en el que se encuentra la delta, se debe nuevamente al efecto del enventanado: en el primer caso al tipo de ventana y en el segundo a la anchura de la misma. También se debe al solape, ya que de no existir éste, la amplitud de las frecuencias sería uniforme en todo el ancho temporal de la banda representada. El efecto de los diferentes parámetros que configuran el espectrograma en su apariencia final se muestra más adelante.

La correcta caracterización de una delta de Dirac es de gran utilidad a la hora de detectar impactos producidos en el contacto rueda-carril, como se verá más adelante en la sección 6.2.

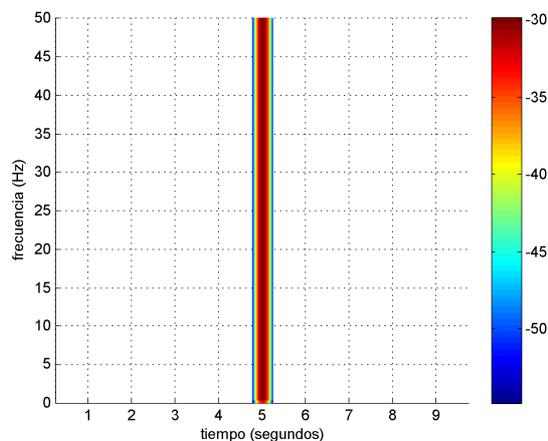


Fig. 27. Espectrograma de una delta de Dirac centrada en $t = 5$ s.

4.2.3 Representación tiempo-frecuencia de un coseno de frecuencia variable

Ahora se muestra una señal cuyo contenido en frecuencia varía con el tiempo, como es el caso de la función $y = \cos(2\pi \cdot 4t \cdot t) = \cos(8\pi t^2)$. Se trata de una función coseno cuya frecuencia es 0 en $t = 0$ y aumenta linealmente a razón de 4 Hz/s. La Fig. 28 muestra el espectrograma de dicha función, que se ha muestreado con los mismos parámetros que los ejemplos anteriores. Para este caso, los parámetros del espectrograma adoptan los siguientes valores: ventana Hanning de $L = 50$, $s = 40$ y $L^\circ = 256$. Se observa cómo la banda es ahora creciente en comparación con la Fig. 26, donde era horizontal, lo que refleja la variabilidad lineal de la frecuencia con el tiempo. Aunque se incidirá más adelante en este detalle, puede notarse cómo, para una anchura de ventana menor (50 muestras frente a las 500 de la Fig. 26), la anchura de la banda aumenta, perdiéndose resolución en frecuencia.

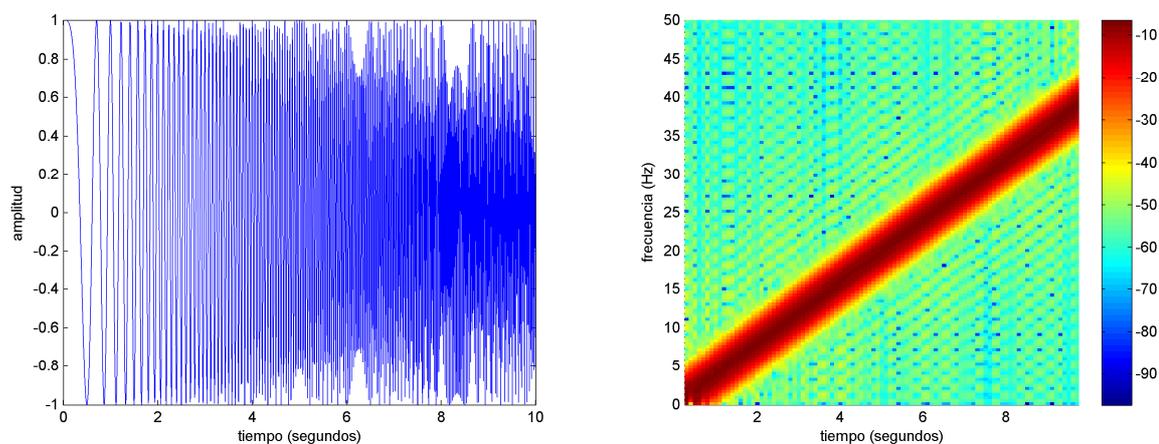


Fig. 28. Representación en el tiempo y espectrograma de un coseno de frecuencia variable a razón de 4 Hz/s

La caracterización de este tipo de señales también es importante ya que, como se verá en el apartado 5.5, las vibraciones causadas por los motores de tracción se asemejan a señales de frecuencia variable de forma continua con el tiempo.

4.2.4 Efecto del solapamiento de frecuencias en la representación tiempo-frecuencia

En las secciones 2.3.2 y 2.4.1 ya se ha comentado el fenómeno del solapamiento de frecuencias o *aliasing* y las consecuencias que puede ocasionar un muestreo incorrecto de la señal. En esta sección se muestra la apariencia del solapamiento de frecuencias en el espectrograma. Para ello, considérese una función similar a la del ejemplo anterior pero con una frecuencia variable a razón de 8 Hz/s. Si se muestrea y representa con los mismo parámetros que en el ejemplo anterior ($f_m = 100$ Hz y $T = 10$ s), el resultado es el que se muestra en la Fig. 29a. Si, además, se aumenta la variación de la frecuencia a 10 Hz/s y se fija una frecuencia inicial de 25 Hz, el resultado es el que muestra la Fig. 29b.

En el primer caso, la función coseno alcanza los 50 Hz en $t = 50/8 = 6,25$ s. A partir de ese instante, tendrá la misma apariencia que un coseno de frecuencia inicial 100 Hz y una constante de variación de -8 Hz/s, de acuerdo a las ecuaciones (7) y (8). Lo mismo ocurre en el segundo caso, pero con dos rebotes. El primero aparece en $t = (50 - 25)/10 = 2,5$ s, mientras que el segundo lo hace en $t = (100 - 25)/10 = 7,5$ s. Nuevamente se hace palpable la necesidad de limitar el contenido en frecuencia de las señales muestreadas a fin de evitar ambigüedades.

Así, la Fig. 30 muestra las mismas funciones que la Fig. 29, pero tras aplicarles un filtro paso-bajo de frecuencia de corte 40 Hz. En este caso se ha aplicado un filtro digital Butterworth de 6 polos para simular el filtro anti-solapamiento que habría que implementar previamente a la digitalización de la señal. Para simular el filtro aplicado antes del muestreo en el programa informático, se ha hecho un primer muestreo a 1000 Hz, de forma que la frecuencia de los cosenos estén en entre $t = 0$ y $t = 10$ s por debajo de la frecuencia de solapamiento, que ahora es de 500 Hz. Una vez filtrados, se ha realizado un submuestreo para obtener el muestreo de 100 Hz con el que estábamos trabajando en los ejemplos anteriores.

Se observa cómo las amplitudes a partir de los 40 Hz decaen varios órdenes de magnitud (recuérdese que las amplitudes se muestran en escala logarítmica). Sin embargo, la señal no desaparece por completo, ya que los filtros no pueden reducir infinitamente la amplitud de las señales por encima de la frecuencia de corte. No obstante, al reducirse varios órdenes de magnitud, se evita el solape con otras frecuencias pertenecientes al ancho de banda analizado (en estos ejemplos, 0-50 Hz), ya que la suma de la amplitud de la frecuencia filtrada puede considerarse despreciable.

En este punto, cabe remarcar la importancia que tiene el filtrado *antes* de la digitalización. De lo contrario, se obtiene el resultado de la Fig. 31. En este caso, el filtro Butterworth de 6 polos se ha aplicado directamente tras el muestreo a 100 Hz. Se observa cómo únicamente se ha modificado ligeramente el rango de frecuencias de 40 a 50 Hz, dejando el resto de las señales con las mismas apariencias de la Fig. 29. En efecto, tras el muestreo, el programa informático interpreta la señal como si fuera un coseno cuya frecuencia oscila linealmente entre 0 y 50 Hz, y “no sabe” que la señal original es de frecuencia constantemente creciente.

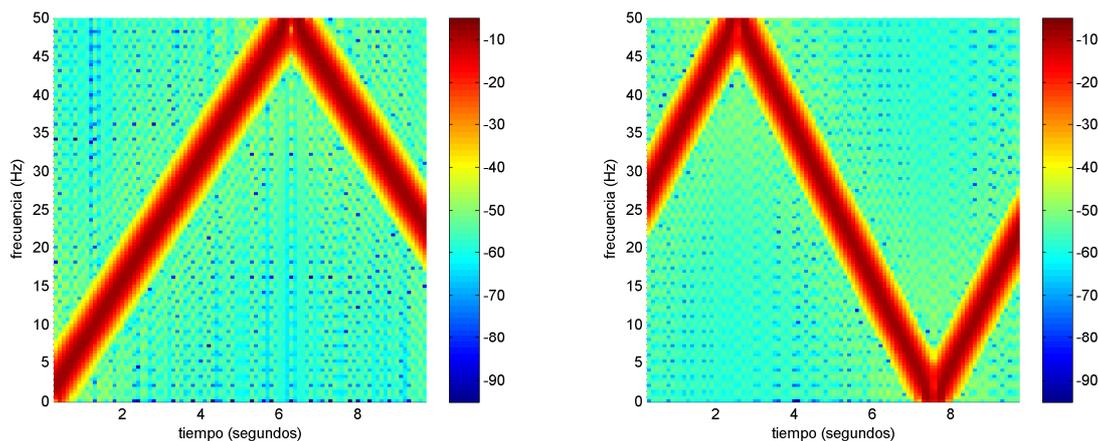


Fig. 29. Aparición de frecuencias por solapamiento en el espectrograma. a) con un rebote, y b) con dos rebotes.

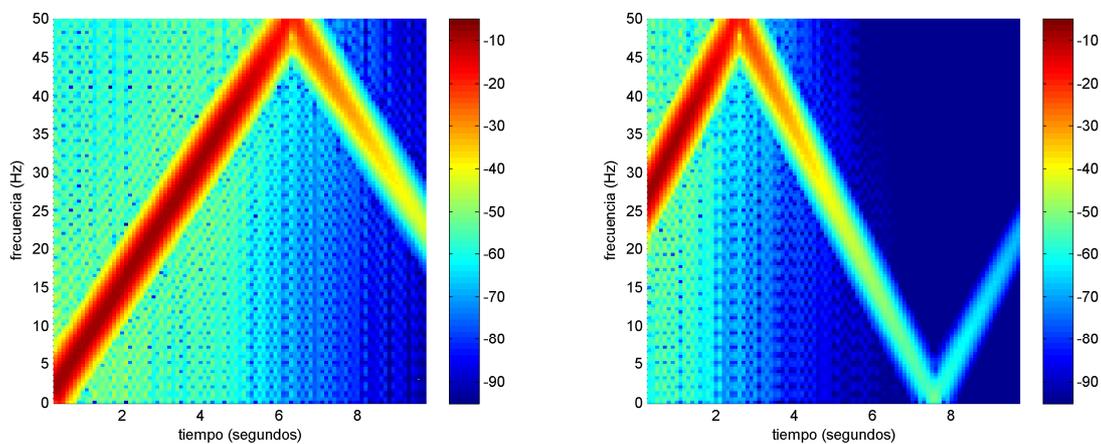


Fig. 30. Filtrado de las señales previo a su muestreo a 100 Hz.

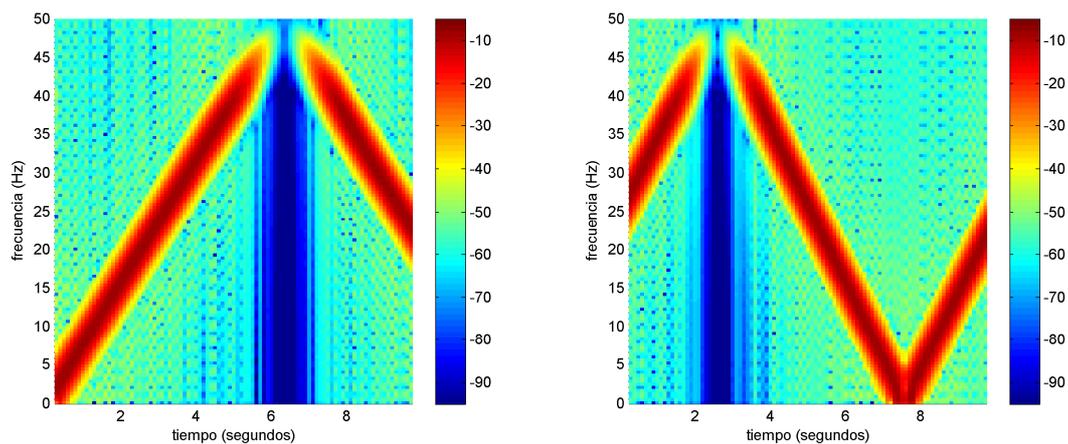


Fig. 31. Filtrado de las señales con posterioridad a su muestreo

En este punto, conviene comentar la posibilidad de emplear otro tipo de filtrado diferente de los filtros convencionales como pueden ser los de Butterworth, Chebychev o elípticos. Ciertos autores apuestan por el empleo de los denominados “filtros por borrado de frecuencias”. Dichos filtros consisten básicamente en, una vez muestreada la señal, obtener su TDF, anular en el espectro aquellas

frecuencias superiores a la frecuencia de corte y realizar la transformada inversa a la TDF. Si se aplica este filtro a nuestro ejemplo, se obtiene el resultado de la Fig. 32.

Se observa cómo, efectivamente, para frecuencias superiores a 40 Hz, las señales han desaparecido por completo. Tan sólo aparece una banda horizontal centrada en los 40 Hz que se extiende a lo largo de todo el tiempo de duración de la señal, y cuya amplitud es de algunos órdenes de magnitud inferior a la de la señal. Este fenómeno se da como resultado del truncamiento en frecuencia de la señal, aunque en la práctica no suele ser significativo.

Sin embargo, cabe señalar que este filtro sólo es posible aplicarlo con la señal digitalizada, por lo que no se puede emplear como filtro anti-solapamiento (recuérdese que los filtros anti-solapamiento son filtros hardware que filtran la señal analógica previamente a su digitalización). En todo caso, para emplear estos filtros, sería necesario un filtrado en analógico, un muestreo por encima del doble de la máxima frecuencia que se considere que existe en nuestra señal (lo cual, además, no siempre se conoce), la aplicación de dicho filtro y un submuestreo correspondiente al ancho de banda al que se desee analizar los datos. Es por ello que, en posteriores análisis, no se considera su aplicación.

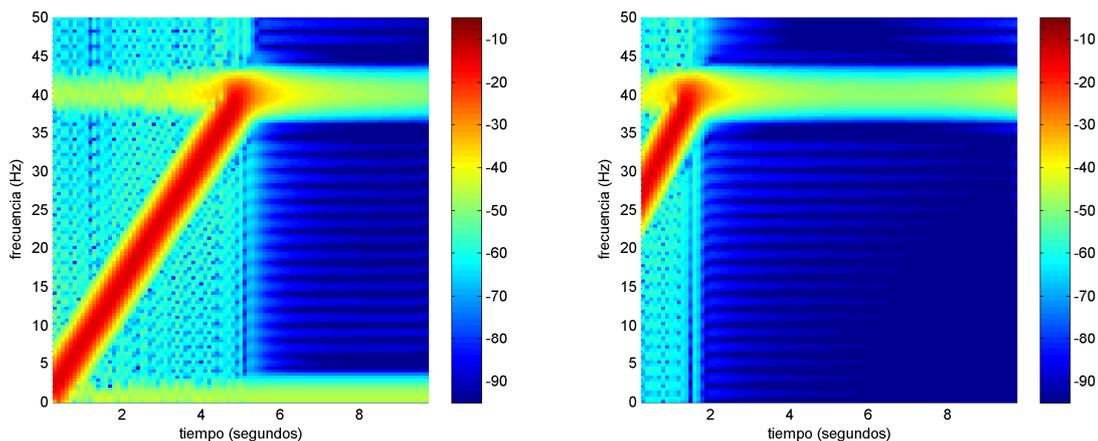


Fig. 32. Filtrado de las señales previo a su muestreo definitivo mediante el filtro por borrado de frecuencias

4.3 Ejemplos de variación de los parámetros del espectrograma

4.3.1 Variación de la anchura de la ventana

En esta sección se muestra el efecto que tiene sobre los espectrogramas la elección de la anchura de la ventana. Para ello se consideran dos cosenos de frecuencia variable: $y_1 = \cos(2\pi \cdot 35t \cdot t)$ e $y_2 = \cos(2\pi(35t + 25)t)$, es decir, dos cosenos cuya frecuencia varía linealmente con el tiempo a razón de 35 Hz/s y que presentan una frecuencia en el origen de tiempos de 0 y 25 Hz, respectivamente. Supongamos ahora que ambas señales se muestrean durante 10 segundos a una frecuencia de 1000 muestras por segundo. La Fig. 33 muestra los espectrogramas obtenidos con una longitud de ventana de 5000 muestras (5 s), 1000 muestras (1 s), 100 muestras (0,1 s) y 10 muestras (0,01 s), respectivamente. Las ventanas son, en este caso, de tipo rectangular, a fin de observar con mayor claridad el efecto en frecuencia de la ventana. El solape entre ventanas se ha fijado al 50% de su anchura y el número de puntos de la TDF es de 8192, 8192, 1024 y 128, respectivamente.

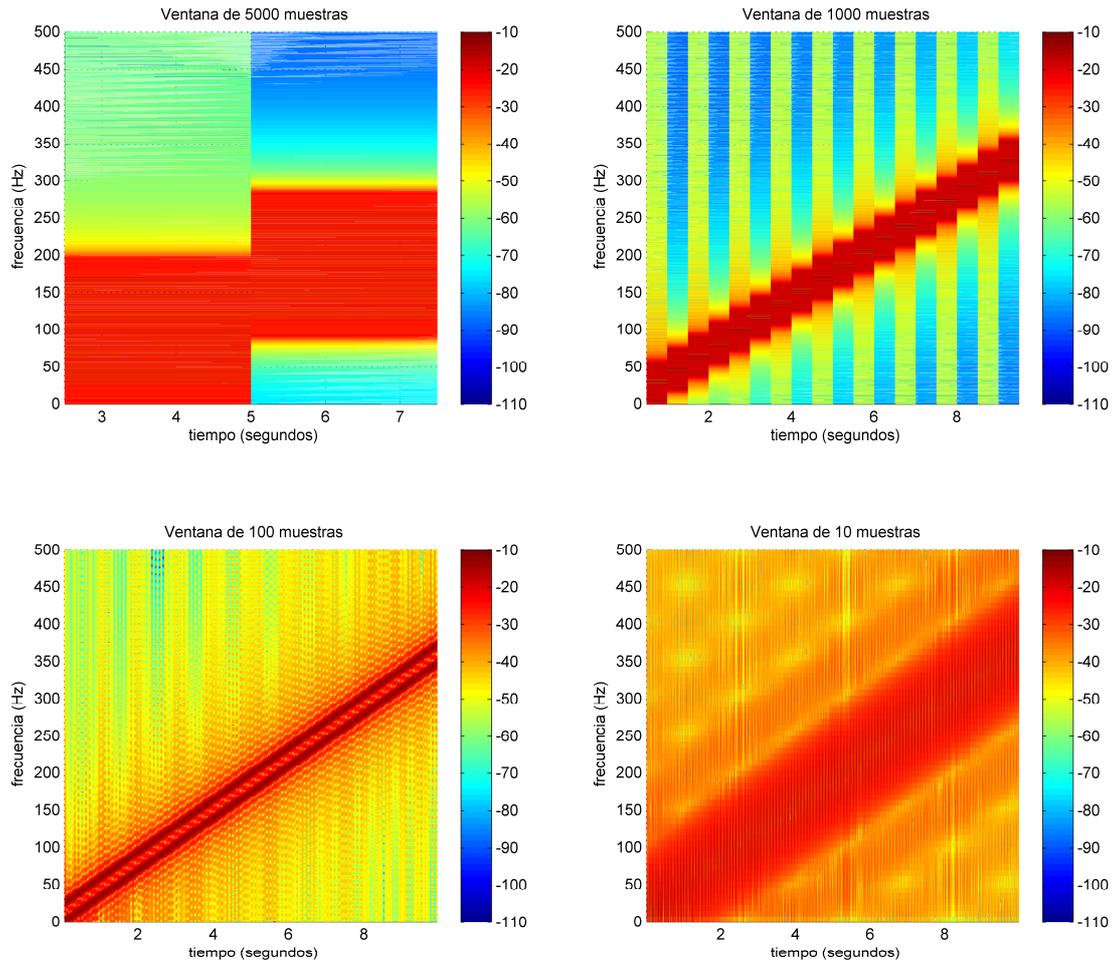


Fig. 33. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes anchuras de ventana

Se observa cómo únicamente es posible distinguir ambas funciones cuando la anchura de la ventana está próxima a las 100 muestras. Para anchuras de ventana mayores, la variación de las frecuencias es suficientemente amplia dentro de una misma ventana, por lo que las TDF muestran todo el rango de variación con magnitudes muy similares, no siendo posible diferenciar ambas funciones. Para anchuras de ventana menores, la escasa resolución en frecuencia que ofrecen (para el caso de $L = 10$ muestras, se tiene que $\Delta f = 1/0.01 = 100$ Hz) no permite diferenciar ambas frecuencias.

Otro fenómeno que interesa analizar es el de la imposibilidad de mejorar ambas resoluciones, en tiempo y en frecuencia, al mismo tiempo. Así, cuando se emplean ventanas anchas, se mejora la resolución en frecuencia a costa de disminuir la resolución temporal, mientras que cuando se utilizan ventanas estrechas ocurre exactamente lo contrario. Para ilustrar este hecho, consideremos un seno de frecuencia constante 20 Hz junto con una delta de Dirac centrada en $t = 5$ s. Los espectrogramas de cada función por separado tendrán una apariencia semejante a las de la Fig. 26 y la Fig. 27, respectivamente. El tiempo total de muestreo es 10 s y la frecuencia de muestreo de 1000 Hz.

Con estas condiciones, la Fig. 34 muestra los espectrogramas obtenidos con una longitud de ventana de 1000 muestras (1 s), 500 muestras (0,5 s), 100 muestras (0,1 s) y 50 muestras (0,05 s). Las ventanas son, de nuevo por el mismo motivo, de tipo

rectangular. El solape entre ventanas se ha fijado de igual manera al 50% de su anchura y el número de puntos de la TDF es de 4096, 2048, 1024 y 512, respectivamente.

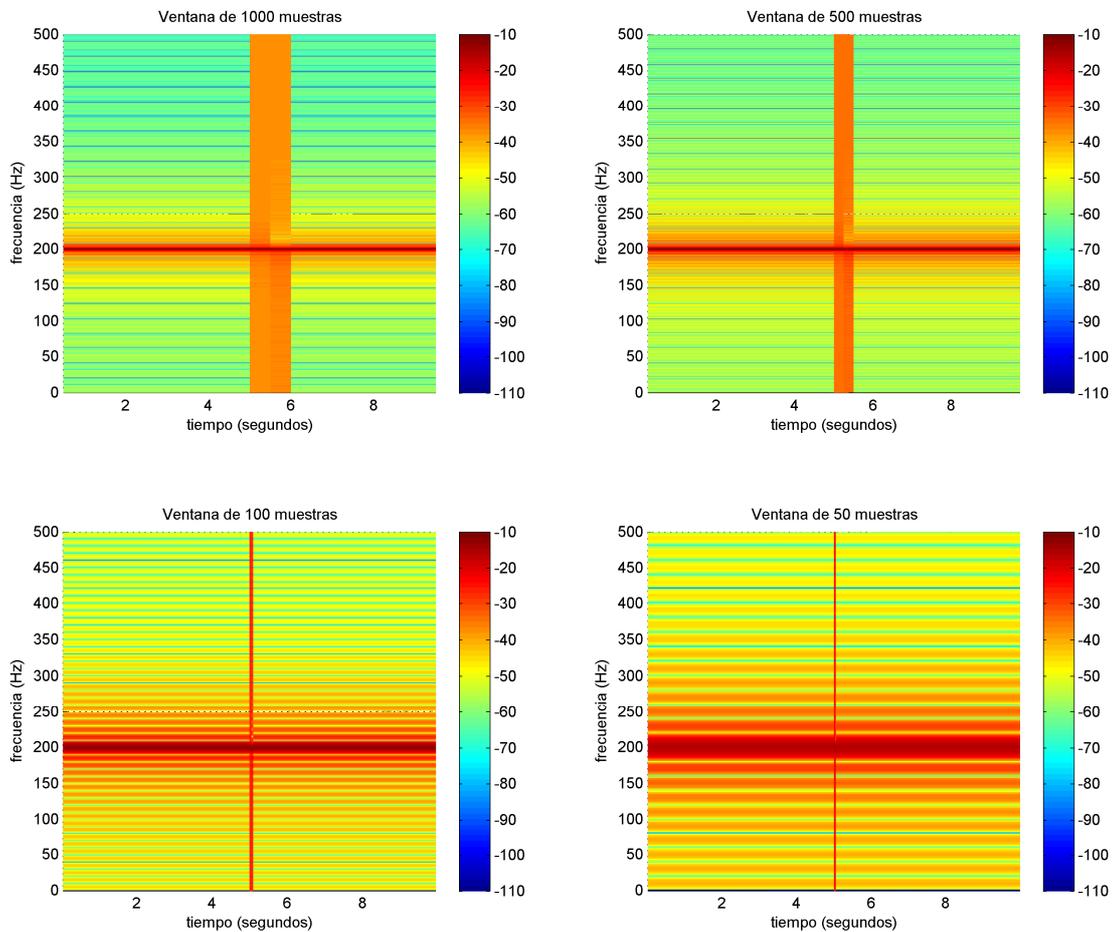


Fig. 34. Espectrogramas de un seno de frecuencial constante y una delta de Dirac obtenidos con diferentes anchuras de ventana

Puede comprobarse cómo, a medida que el tamaño de la ventana se estrecha, la banda horizontal del seno se ensancha (pérdida de resolución en frecuencia), mientras que la banda vertical de la delta de Dirac se estrecha (mejora de la resolución temporal). De todo esto se desprende que el tamaño de ventana óptimo depende fundamentalmente de la información que contenga la señal que se desee analizar, sin existir valores óptimos predeterminados.

4.3.2 Selección del tipo de ventana

En los apartados 2.3.3 y 2.4.3 ya se ha hecho referencia al problema del enventanado y su posible mitigación mediante el empleo de diferentes ventanas temporales. Aquí se muestra el efecto que tienen dichas ventanas en los espectrogramas. Para ello, se toma las funciones cosenos del ejemplo anterior. Manteniendo los parámetros de muestreo de la señal, se obtienen los diferentes espectrogramas con los siguientes parámetros: $L = 100$, $s = 75$ y $L^o = 512$. Así, en la Fig. 35 se muestra el mismo espectrograma obtenido con una ventana rectangular, una ventana Hanning y dos ventanas Kaiser de parámetro β igual a 2,5 y 5, respectivamente.

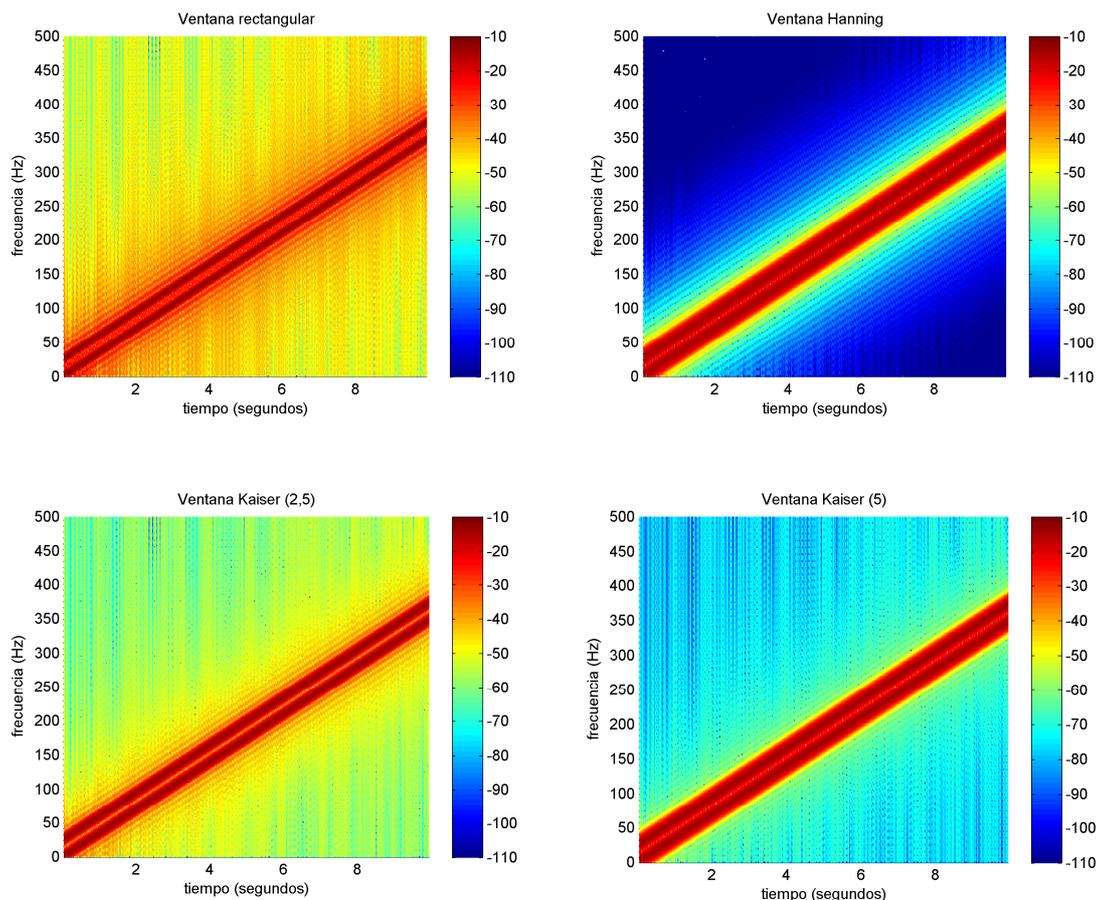


Fig. 35. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes tipos de ventana

Se observa cómo, efectivamente, los resultados concuerdan con la teoría. Para la ventana rectangular se obtiene la menor anchura de los lóbulos principales (bandas rojas) y una mayor altura de los lóbulos secundarios, reflejada en el tono amarillento-anaranjado del fondo del espectrograma. Por el contrario, la ventana Hanning muestra los lóbulos principales menos elevados y más anchos, tal y como se aprecia en el color y en la anchura de las bandas rojas, mientras que se consigue la menor amplitud de los lóbulos secundarios, tal y como muestra el fondo azulado del espectrograma. Las ventanas Kaiser, según su parámetro, muestran situaciones intermedias. Así, en función del criterio preponderante (resolución vs. nivel de lóbulos secundarios) y de su importancia relativa, se elegirá un tipo de ventana u otra.

4.3.3 Variación del solape entre ventanas sucesivas

A continuación se observa el efecto que tiene el solape entre las ventanas sucesivas. Para ello, se toma nuevamente las funciones del apartado anterior y se obtienen diferentes espectrogramas. En este caso se toma una ventana rectangular de 100 muestras y un número de puntos de la TDF de 512. El solape se hace variar tomando valores de 10, 50, 67 y 95 muestras. El resultado se muestra en la Fig. 36. Se observa que, a medida que aumenta el solape entre ventanas, el espectrograma adquiere una apariencia más refinada, como si estuviera menos “pixelado”. Esto sucede porque, al aumentar el solape, el número de ventanas necesarias para cubrir todo el intervalo de muestreo también aumenta.

Siendo T el periodo total de muestreo y f_m la frecuencia de muestreo, el número de ventanas nv , necesarias para cubrir todo T , se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$nv = \frac{T f_m - L}{L - s} \quad (4.4)$$

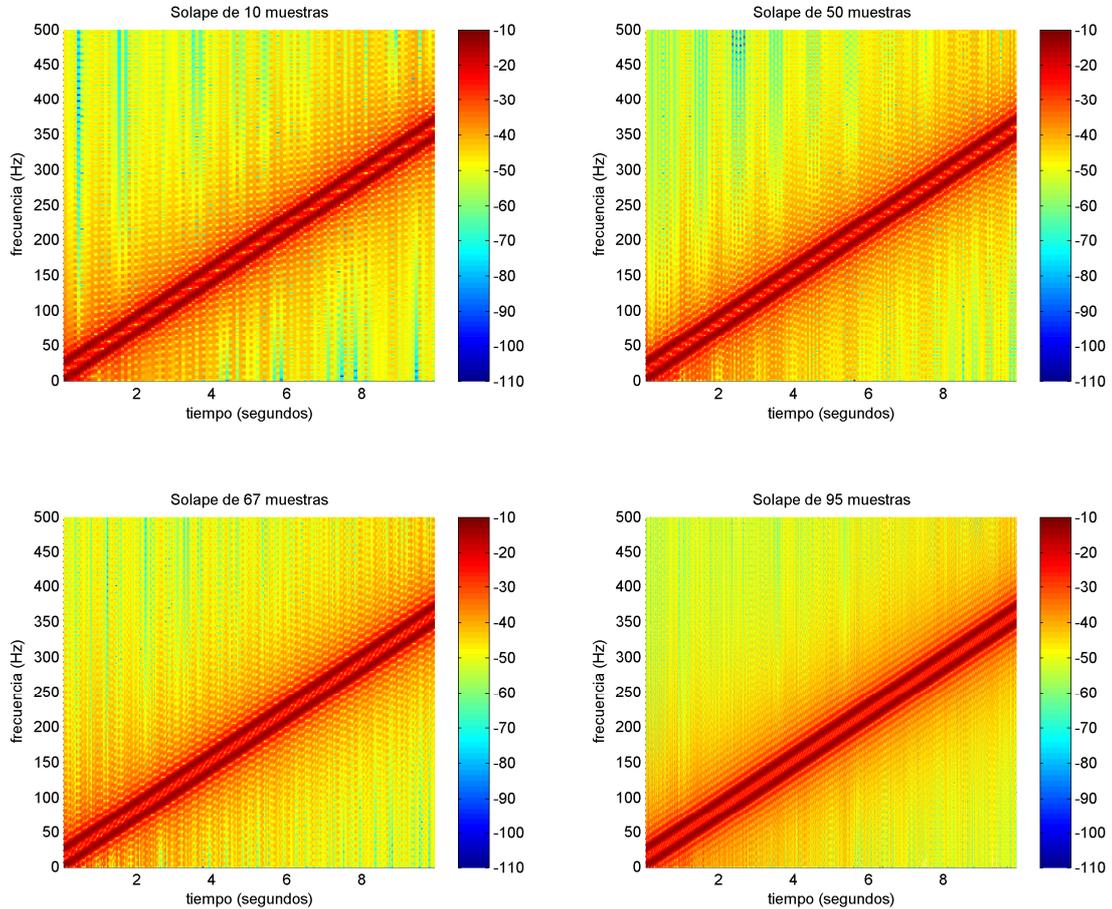


Fig. 36. Espectrogramas de las funciones y_1 y y_2 obtenidos con diferentes solapes entre ventanas consecutivas. Ventana de 100 muestras.

En nuestro caso, se obtiene un número de ventanas de 110, 198, 300 y 1980, respectivamente. Para el caso analizado de una anchura de ventana de 100 muestras, el solape parece no ser demasiado relevante. Sin embargo, si se repite el mismo análisis para una anchura de ventana de 500 muestras, un número de puntos de la TDF de 2048 y manteniendo el mismo solape relativo (% respecto a la anchura de la ventana), se obtiene el resultado de la Fig. 37.

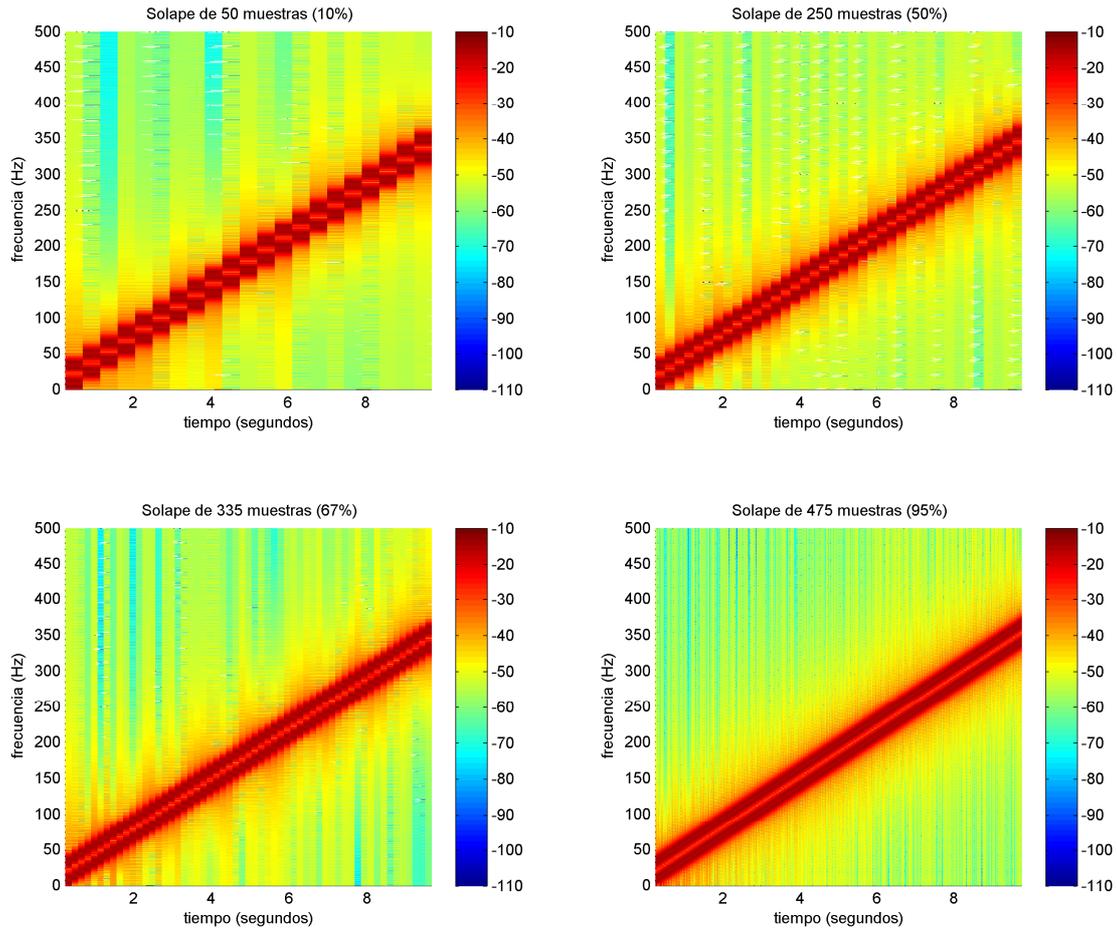


Fig. 37. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferentes solapes entre ventanas consecutivas. Ventana de 500 muestras.

En este caso, el efecto de “pixelado” se hace más patente. El número de ventanas necesarias es ahora de 21, 38, 58 y 380, respectivamente. De lo expuesto aquí se desprenden dos aspectos, principalmente. En primer lugar, el aumento del solape siempre mejora la apariencia del espectrograma, y su valor sólo vendrá limitado por la capacidad computacional del equipo que se emplee para ejecutar los análisis. En segundo lugar, el solape es un factor que debe analizarse conjuntamente con la anchura de la ventana, ya que, por debajo de ciertos valores de anchura, un solape elevado no contribuirá significativamente a mejorar la interpolación temporal.

4.3.4 Variación del número de puntos de las TDF

El último parámetro que queda por analizar es el número de puntos con los que se calculan las TDF respectivas a cada una de las ventanas. Como se ha explicado en el apartado 2.4.2, la interpolación de un espectro se mejora añadiendo una serie de ceros al final de cada tramo muestreado, de forma que el número de puntos que devuelve la TDF aumenta. En este caso, se toma el ejemplo de los apartados anteriores. La Fig. 38 muestra el espectrograma de ambos cosenos con una ventana rectangular de $L = 100$ muestras, $s = 67$ muestras, y L° tomando valores de 128, 256, 512 y 1024 puntos, respectivamente. De nuevo se observa que, para mayores valores de L° , se reduce el efecto pixelado de los espectrogramas. Sin embargo, en este caso el refinamiento de la imagen se produce en dirección vertical,

contrariamente a lo que ocurre en la Fig. 37, donde el refinamiento se producía en dirección horizontal.

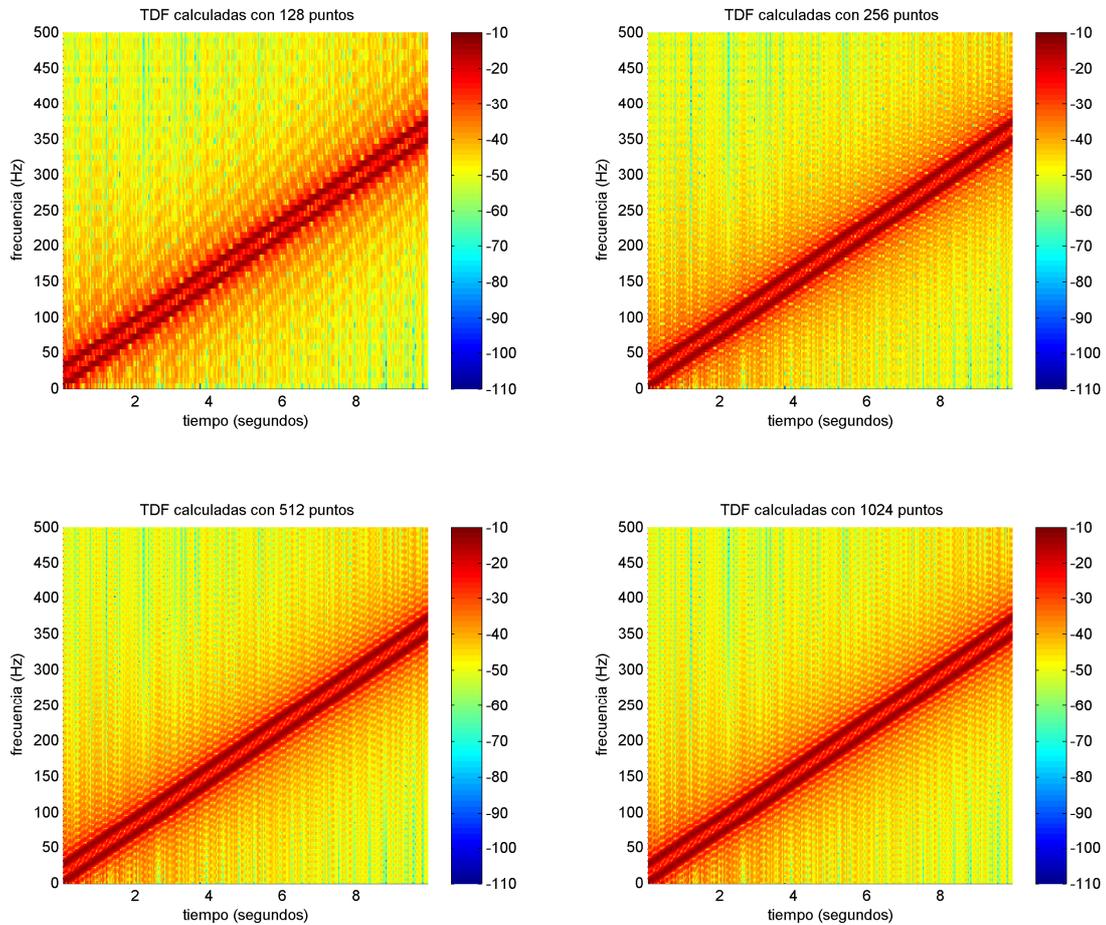


Fig. 38. Espectrogramas de las funciones y_1 e y_2 obtenidos con diferente número de puntos de las respectivas TDF. Ventana de 100 muestras.

Efectivamente, al aumentar el número de puntos de las TDF se mejora la interpolación en la frecuencia, esto es, en el eje vertical, mientras que en el caso del solape, se mejora la interpolación en el tiempo, lo que es lo mismo, en el eje horizontal. Al igual que en el caso anterior, el aumento del número de puntos de la TDF siempre mejora la apariencia del espectrograma, y su valor viene limitado por la capacidad computacional. Además, puede ser que a partir de un número determinado de puntos, la interpolación no se mejore sustancialmente, como se observa en el caso de las TDF calculadas con 512 y 1024 puntos.

5. Establecimiento del método de auscultación dinámica

En este capítulo se analizan algunos aspectos importantes a tener en cuenta a la hora de implantar un sistema de auscultación dinámica para la inspección de vías férreas. Así, en primer lugar se comentan las pruebas realizadas en la línea 1 de Ferrocarrils de la Generalitat Valenciana (FGV) para la obtención de los datos que han sido objeto de análisis en esta tesis. Dichas mediciones se comparan con otras realizadas anteriormente por otros autores a fin de probar su validez. Posteriormente se realiza un análisis de repetibilidad con objeto de probar que mediante la auscultación se pueden detectar y caracterizar los diferentes defectos presentes en la vía. Finalmente, se ofrecen algunas recomendaciones sobre la ubicación de los acelerómetros y la frecuencia de registro y de filtrado de los datos.

5.1 Descripción de las pruebas

Las pruebas se realizaron en la línea 1 del metro de Valencia, cuya explotación corre a cargo de FGV y consistieron, básicamente, en el registro de aceleraciones verticales en caja de grasa. Para ello, el 8 de noviembre se instrumentó la Unidad 4311, colocando un acelerómetro en la caja de grasa del primer eje del coche M2 (motor) y un segundo acelerómetro en el coche R2 (remolque), según se muestra en la Fig. 39. Ambos acelerómetros se instalaron en el lado derecho, según el sentido ascendente (Valencia-Paterna). Adicionalmente se colocó una cámara digital de vídeo que enfocaba al eje instrumentado en el coche remolque y que permitía localizar al tren en la vía en cada instante, permitiendo la validación del método presentado.

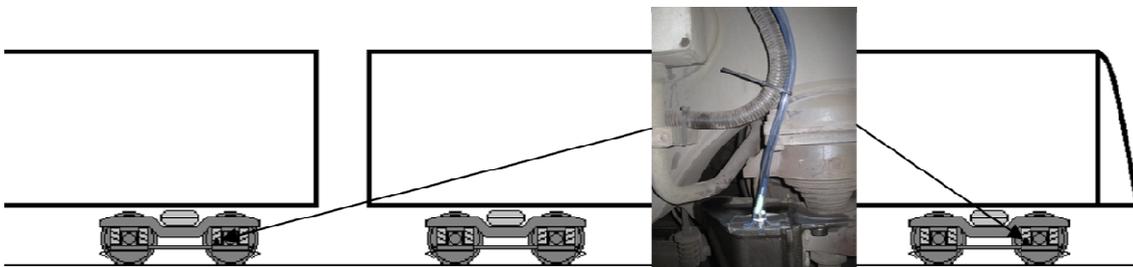


Fig. 39. Detalle de la instrumentación de la UT 4311

Las pruebas tuvieron lugar, por una parte, entre las estaciones de València-Sud y Paterna, donde se muestreó cada una de las vías en su correspondiente sentido de circulación. Por otra parte, se realizaron 5 viajes de ida y vuelta entre las estaciones de Paterna y Fuente del Jarro. Las frecuencias de muestreo y frecuencias de corte del filtro anti-solapamiento que se emplearon en cada viaje se detallan en la Tabla 2:

Trayecto	Frecuencia de muestreo/ Frecuencia de corte (Hz)
VS – P	2.500 / 1.000
P – FJ (1)	2.500 / 1.000
FJ – P (1)	2.500 / 1.000
P – FJ (2)	15.000 / 5.000
FJ – P (2)	15.000 / 5.000
P – FJ (3)	15.000 / 5.000
FJ – P (3)	15.000 / 5.000
P – FJ (4)	32.000 / Sin filtrado
FJ – P (4)	2.500 / 1.000
P – FJ (5)	2.500 / 1.000
FJ – P (5)	2.500 / 1.000
P - VS	2.500 / 1.000

VS: València-Sud
P: Paterna
FJ: Fuente del Jarro

Tabla 2. Diferentes trayectos realizados durante las pruebas

5.1.1 Descripción de los tramos de pruebas

Como se ha dicho, las pruebas se realizaron en la línea 1 del metro de Valencia entre las estaciones de València-Sud y Paterna, y entre Paterna y Fuente del Jarro. El recorrido se puede apreciar en la

Fig. 40. El tramo entre València-Sud y Paterna tiene 12,20 km de longitud y es de vía doble electrificada, la cual discurre soterrada entre las estaciones de Sant Isidre y Empalme, y entre Canterería y Les Carolines. Está construido en su mayoría con vía en balasto con traviesa monobloque de hormigón (Fig. 41). El tramo soterrado entre Sant Isidre y Empalme fue inaugurado en 1988 y cuenta con vía en placa del tipo Stedef (Fig. 42) únicamente en las estaciones y en las curvas de radio reducido. Los materiales de este tramo son en su mayoría los originales. El tramo soterrado entre Canterería y Les Carolines se puso en servicio en 2011 y está construido en vía en placa de hormigón del tipo LVT (*Low Vibration Track*). El resto del tramo entre Empalme y Paterna fue renovado en 2005, sustituyendo el carril de 45 kg/m por el UIC de 54 kg/m.

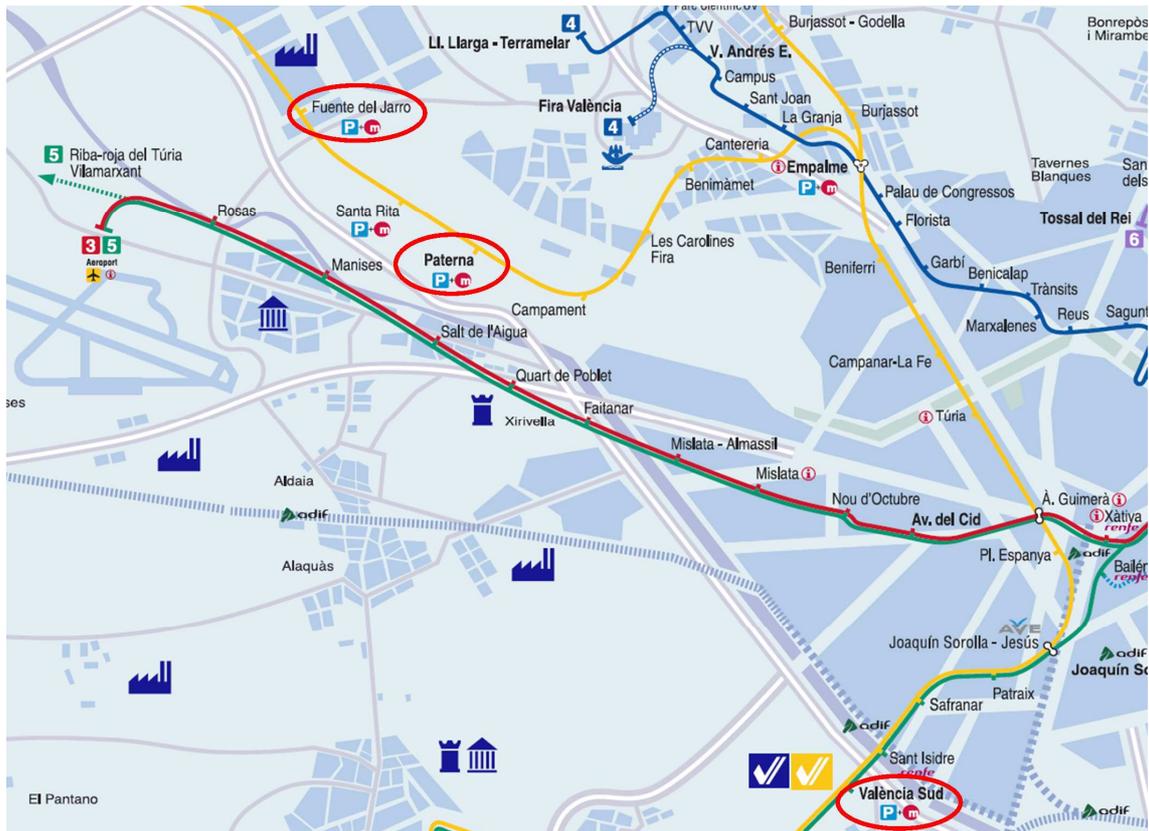


Fig. 40. Extracto del plano de la red de metro de Valencia mostrando los tramos de pruebas.
Fuente: www.metrovalencia.es

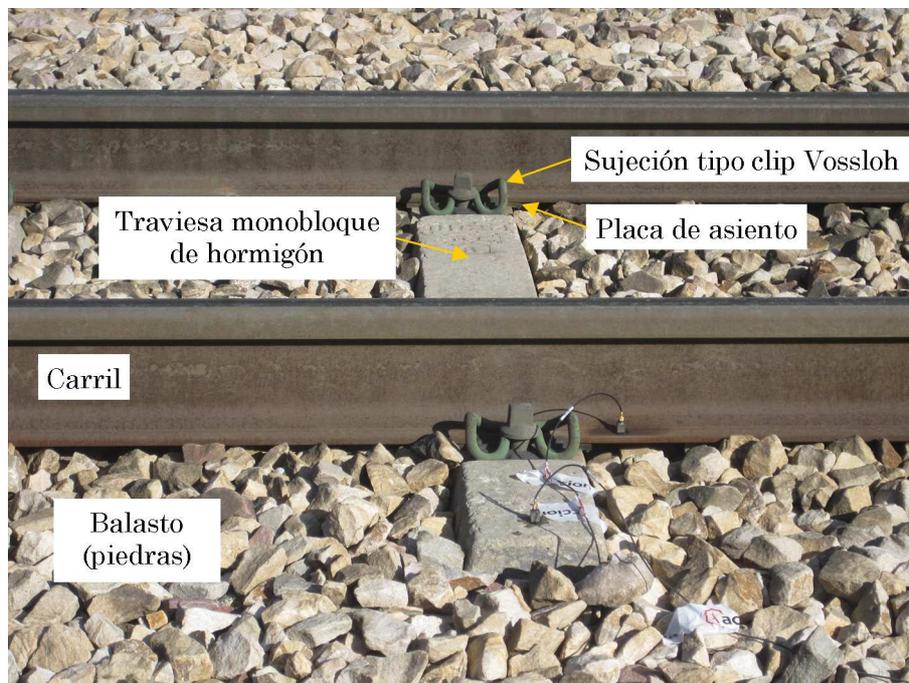


Fig. 41. Vía convencional sobre balasto. Principales componentes.

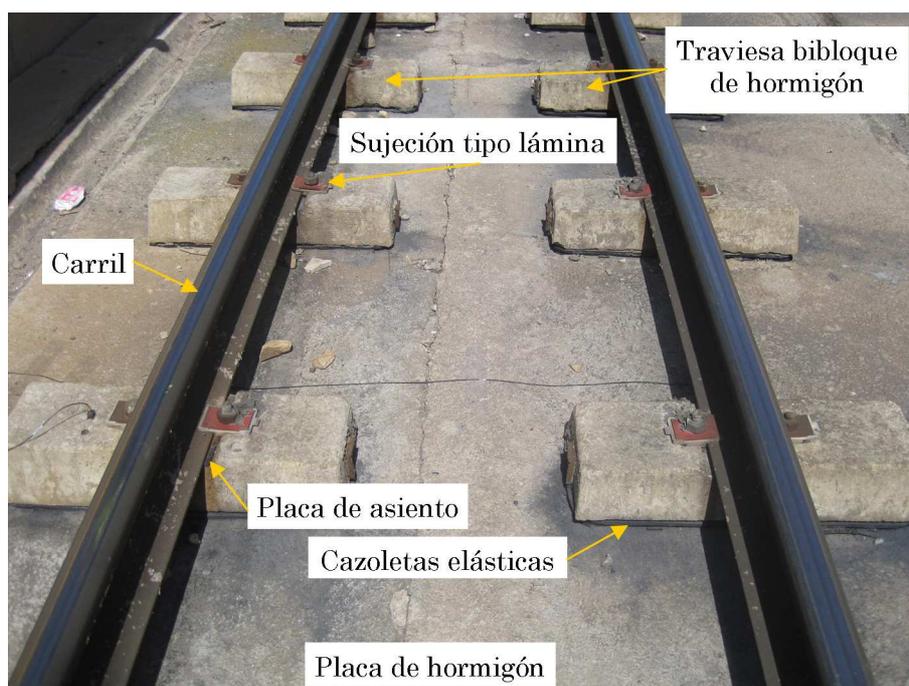


Fig. 42. Vía en placa Stedef. Principales componentes

El tramo entre Paterna y Fuente del Jarro tiene 2,35 km de longitud y es de vía única. En 2002 se renovó completamente, sustituyendo la antigua vía con juntas sobre traviesas de madera por la actual vía con carril continuo soldado sobre traviesas monobloque de hormigón, al igual que el resto de la red. También se aprovechó la renovación para ampliar el radio de ciertas curvas, cuyo trazado databa de 1888. La **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** muestra las propiedades de los dos tipos de superestructura empleados en la red de metro de Valencia.

	Balasto	Hormigón
Ancho de vía	1000 mm	
Carriles	UIC-54	
Masa del carril por unidad de longitud, m	54 kg/m	
Módulo de elasticidad del carril, E	$210 \cdot 10^9$ N/m ²	
Momento de inercia del carril I	$2314 \cdot 10^{-8}$ m ⁴	
Rigidez de la placa de asiento, k_p	$1.2 \cdot 10^8$ N/m	
Masa de media traviesa, M	85 kg	
Distancia entre traviesas, d	0.7-0.8 m	0.9 m
Rigidez bajo traviesa, k_b	$2.6 \cdot 10^8$ N/m	

Tabla 3. Propiedades de los dos tipos de superestructura empleados en la red de metro de Valencia

5.1.2 Descripción de la unidad de tren instrumentada

La unidad de tren con la que se realizaron las pruebas pertenece a la serie 4300 de Vossloh (Fig. 43). Dicha serie fue fabricada en la factoría de Albuixech (Valencia) y entró en servicio en 2007. Existen 2 composiciones posibles: de 4 coches (motor-remolque-remolque-motor) y de 5 coches (motor-remolque-motor-remolque-motor). En concreto, la unidad empleada para hacer las pruebas, la 4311, consta de 4

coches. Algunas de las características principales de esta serie se detallan a continuación:

- **Composición:** motor, remolque, remolque, motor
- **Tensión:** 1.500 V
- **Toma de corriente:** Pantógrafo
- **Velocidad máxima :** 80 km/h
- **Potencia:** 1.480 kW
- **Longitud:** 60,49 metros
- **Número de unidades del parque:** 30
- **Capacidad:** 588 pasajeros (116 plazas de asiento y 472 de pie).

Cada coche posee dos bogies de dos ejes. Los coches motores tienen una disposición de ejes tipo Bo'-Bo', es decir, todos los ejes motorizados. Los motores son de tipo trifásico asíncrono con electrónica de potencia basada en tecnología IGBT.



Fig. 43. Unidad de tren de la serie 4300 en la estación de Campament

5.1.3 Descripción del equipo de medición empleado

El equipo de medición empleado consta de dos acelerómetros, dos acondicionadores de señal y un equipo de registro. Los acelerómetros empleados son de tipo piezoeléctrico modelo KS76C100 fabricados por la empresa alemana MFF que poseen un rango de medición de +/- 600 m/s² en un rango de frecuencias de 0,13 Hz hasta los 24 kHz. La señal emitida por dichos acelerómetros se adapta para su registro a través de un acondicionador M32, del mismo fabricante, que permite insertar diferentes tipos de filtro hardware o anti-solapamiento. Dichos filtros son de tipo Butterworth de 4 polos y su frecuencia de corte varía de los 100 Hz a los 30 kHz.

Los M32 son unos acondicionadores de señal para transductores con salida compatible IEPE. Estos módulos proporcionan la fuente de alimentación necesaria para el circuito electrónico del sensor. El M32 puede usarse como interfaz para PC's basados en sistemas de adquisición de datos. El amplio rango de voltaje del M32 permite el suministro de energía de baterías externas, desde los adaptadores principales disponibles o desde una fuente industrial de 24 V CC.

IEPE es un estándar sólidamente establecido para la salida de transductores y micrófonos piezoeléctricos. Su nombre viene de *Integrated Electronics Piezo Electric*. Otras marcas para el mismo principio son ICP®, Isotron®, Deltatron®, Piezotron®, etc. El circuito integrado del sensor transforma la señal de carga del elemento sensor piezocerámico, con su muy alta impedancia y su alta sensibilidad EMI, en una señal de voltaje con baja impedancia.

Una característica especial de la electrónica IEPE es que esa fuente de alimentación y la señal medida se transmiten a través del mismo cable. De este modo, un transductor requiere, como un transductor con salida de carga, sólo un cable apantallado de terminación simple.

Los sensores electrónicos integrados están alimentados con corriente continua. Esto no debe confundirse con un bucle de corriente de 4-20 mA. La corriente continua I_{const} se proporciona con el cable de señal del sensor. Un condensador de desacoplo mantiene alejados los componentes DC del circuito acondicionador de señal. La fuente de corriente constante y el condensador de desacoplo son parte del M32, según se muestra en la Fig. 44.

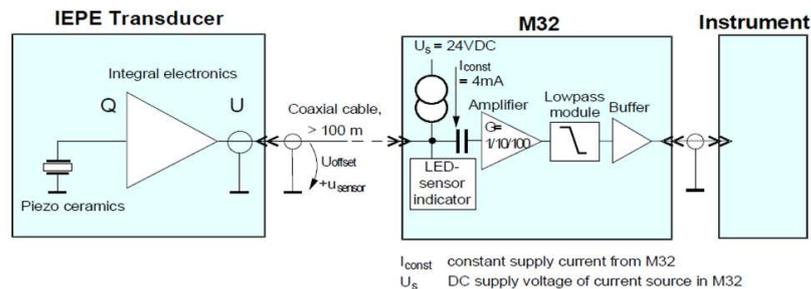


Fig. 44. Diagrama funcional y principio IEPE del M32

Finalmente, ambas señales se registraron en un Equipo de Registro Portátil (ERP), similar al que posee Metro de Madrid para sus auscultaciones. Los principales desarrolladores del equipo han sido el Prof. Manuel Melis, de la Politécnica de Madrid, el Dr. Jorge Blanquer, de Metro de Madrid y Rafael Ferrer, de la empresa ATE-Micro. Dicho equipo se encarga de muestrear y digitalizar señales de voltaje analógica de hasta 20 V con una frecuencia de muestreo de hasta 48 kHz y que puede fijarse a voluntad. Consta de un PC y tres tarjetas de adquisición de datos. Posee tres acelerómetros capacitivos internos, cada uno orientado según un eje del espacio, y 9 canales de entrada para conectar otros sensores externos, así como un puerto USB, lo que permite la transferencia de datos y la conexión de equipos GPS tanto de la marca Garmin como QStarz. El control del ERP puede realizarse directamente a través de la conexión de periféricos (monitor, teclado y ratón) o bien a través de otro ordenador mediante conexión en red por cable Ethernet. Las características técnicas de los acelerómetros y los acondicionadores se adjuntan en el anexo. El montaje del equipo se aprecia en la Fig. 45.

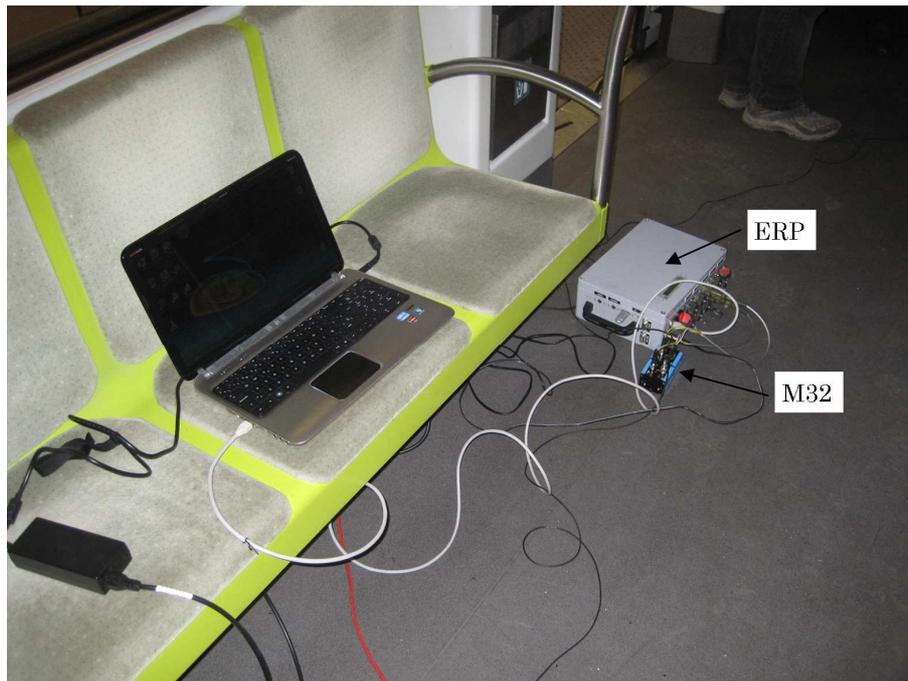


Fig. 45. Montaje de los M32 y el ERP a bordo de la unidad de tren

5.2 Comparación con otras medidas

Con objeto de validar de algún modo las mediciones realizadas en la línea 1 del metro de Valencia, los datos aquí registrados se comparan en la Fig. 46 con los obtenidos por otros autores en líneas metropolitanas (Bocciolone et al., Tsunashima et al.) y en líneas de alta velocidad (Coudert et al.). Los primeros (Fig. 46a) pertenecen al metro de Milán, mientras que los segundos (Fig. 46b) corresponden a líneas francesas de alta velocidad y únicamente muestran los picos máximos registrados cada 50 m. La Fig. 46c muestra datos de los ferrocarriles metropolitanos de Japón y la Fig. 46d muestra los datos registrados en la línea 1 del metro de Valencia a propósito para esta tesis. En todos los casos, la frecuencia de muestreo se sitúa entre los 2 y los 3 kHz, por lo que el ancho de banda analizado oscila entre 1 kHz y 1,5 kHz. Las velocidades de circulación de los trenes son en todos los casos las habituales de los respectivos tramos de vía.

A priori, puede parecer inapropiado comparar unas aceleraciones registradas en un ferrocarril de alta velocidad con las de ferrocarriles metropolitanos, con unas características dinámicas, tanto en los vehículos como en la vía, y velocidades de explotación muy diferentes. No obstante, hay que recordar que cada tipo de vía posee unas características geométricas y unas tolerancias y está sujeta a un mantenimiento que depende fundamentalmente de las condiciones de explotación a la que esté sujeta (velocidad comercial, volumen de tráfico, cargas por eje, etc.). Por este motivo es lícito pensar que los movimientos que experimentará cada tren en su respectiva vía serán, cuanto menos, del mismo orden de magnitud, ya que en ambos casos se deben cumplir unos niveles de seguridad y confort que serán muy similares entre sí, ya que dependen de la percepción de los viajeros y de la seguridad frente al descarrilo.

De hecho, si se comparan las tres gráficas pertenecientes a ferrocarriles metropolitanos (a, c y d) con la del ferrocarril de alta velocidad se observa cómo, efectivamente, el nivel de los picos de aceleraciones es similar. En ambos casos, la

mayoría de los picos se sitúan entre los 150 y los 250 m/s². Además, en el caso de los ferrocarriles metropolitanos, el nivel de aceleraciones de fondo se sitúa sobre los 20-25 m/s², si bien en el caso del metro de Milán existe un tramo de vía en condiciones más degradadas que presenta mayor nivel de aceleraciones.

Con este análisis tan somero no se pretende en absoluto comparar el estado de conservación de cada vía. Desde luego que el estado de conservación de una vía de alta velocidad es mucho más riguroso que el de la vía del metro y de hecho, podría pensarse que, si un tren de metro circulase a su velocidad máxima habitual por las vías de alta velocidad, el tren “ni se enteraría”, mientras que si un tren de alta velocidad circulase a su velocidad máxima habitual por un tramo recto de una vía de metro, posiblemente acabaría descarrilando. El único propósito de este análisis es verificar el correcto registro de las aceleraciones que son objeto de análisis en esta tesis. Dado que en todos los casos el orden de magnitud es el mismo, no existen indicios para pensar que las mediciones se han efectuado erróneamente.

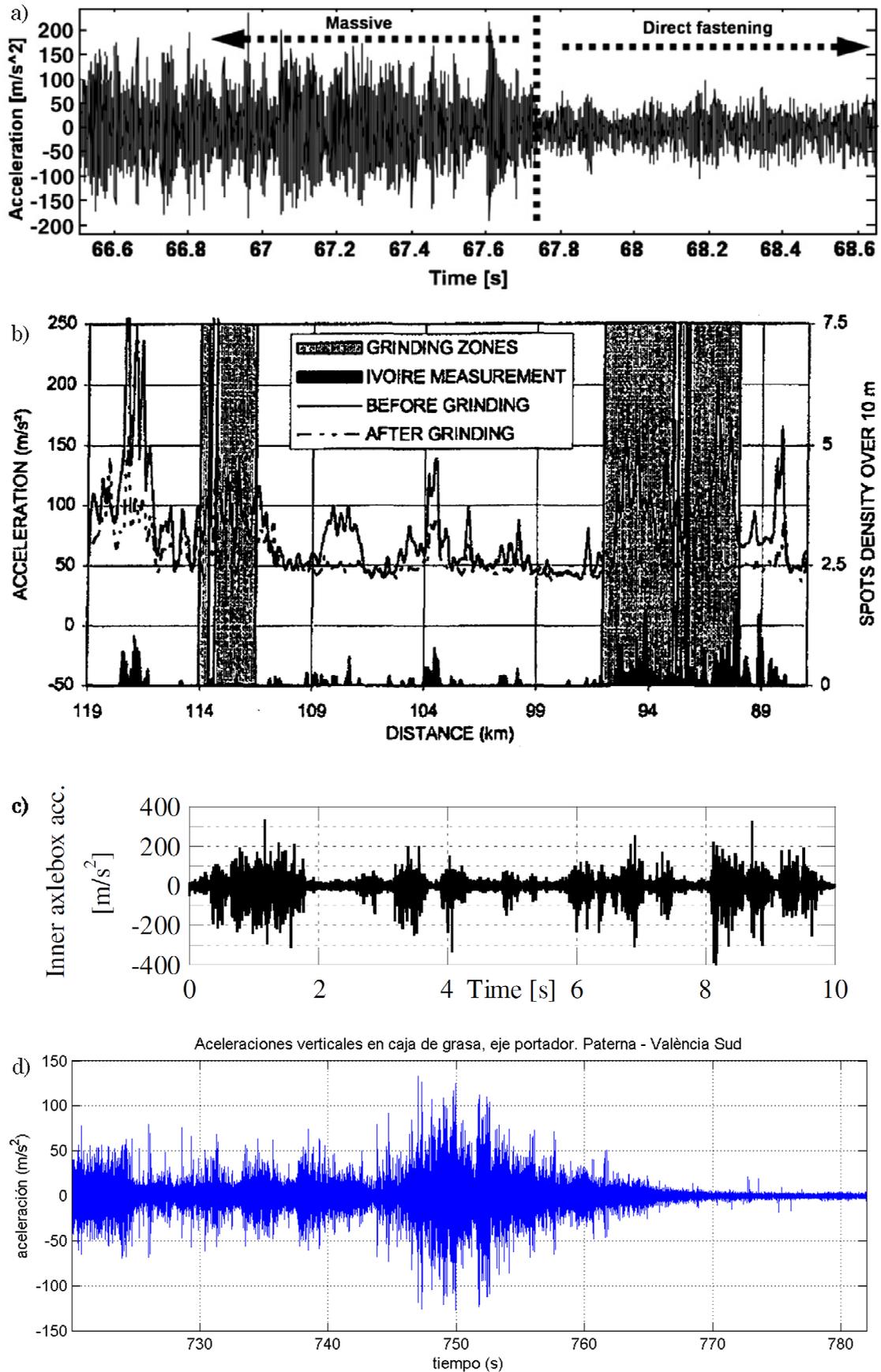


Fig. 46. Comparación de las aceleraciones en caja de grasa medidas en a) Bociolone et al., b) Coudert et al., c) Tsunashima et al., d) línea 1 del metro de Valencia.

5.3 Selección de la frecuencia de filtrado y la frecuencia de muestreo

La selección de la frecuencia de corte del filtro anti-solapamiento es una cuestión clave a la hora de implementar cualquier método de auscultación dinámica, ya que determinará la máxima frecuencia que podrá considerarse en análisis posteriores. Además, fijará la frecuencia mínima de muestreo, de acuerdo con el criterio de Nyquist, explicado en el epígrafe 2.3.1. Para la determinación de la frecuencia de filtrado, es necesario conocer o, al menos, poder estimar el rango de frecuencias que se desean analizar.

En el caso de las vías férreas, y restringiéndose a los movimientos verticales, lo que interesa analizar son las frecuencias propias de vibración de la vía y los defectos de nivelación clasificados por longitudes de onda. Para este último caso, la frecuencia f que se excita en el tren depende de dicha longitud de onda λ y de la propia velocidad del tren V , de acuerdo a la ecuación

$$f = V/\lambda \quad (5.1)$$

En las vías férreas, el modo natural de vibración más alto es el debido a la vibración del carril, considerando las traviesas como nodos de vibración. Dicho modo de vibración se conoce como resonancia nodo-nodo o *pin-pin resonance*. En el caso de una vía cargada, estas frecuencias suelen estar en el entorno de los 800-1000 Hz. Por otra parte, la menor longitud de onda que se considera en el mantenimiento de la vía es el correspondiente al desgaste ondulatorio del carril de onda corta, y que se asume de 2,5 cm, según la bibliografía existente [21, 48].

Para una velocidad máxima de 80 km/h, la máxima frecuencia de excitación producida por este defecto es de 890 Hz. Si la velocidad fuese de 300 km/h, dicha frecuencia pasaría a ser de 3338 Hz. En el caso de ferrocarriles metropolitanos como el de FGV, donde la velocidad máxima es de 80 km/h, y según el criterio de Nyquist, la frecuencia de muestreo deberá ser mayor de $2 \cdot 890 = 1780$ Hz.

En la práctica, los fabricantes sólo ofrecen una serie de filtros hardware de valores determinados. De entre los disponibles se ha elegido un filtro anti-solapamiento de 1 kHz. Los filtros hardware presentan el problema de que el corte en frecuencia no es perfecto, sino que atenúa las frecuencias cercanas por la izquierda y deja pasar parcialmente las frecuencias cercanas por la derecha. La Fig. 47 muestra la respuesta en frecuencia de dos filtros Butterworth de 4 polos, el primero con una frecuencia de corte de 1 kHz y el segundo de 5 kHz. Este fenómeno ha podido asimismo observarse en la Fig. 30. Por este motivo, y a la vista de la respuesta en frecuencia de los filtros, se ha elegido una frecuencia de muestreo de 2,5 kHz.

Con objeto de comprobar que, efectivamente, no se pierde ninguna información relevante sobre la vía, dos de las 5 pasadas entre Paterna y Fuente del Jarro y viceversa se han realizado con un filtro anti-solapamiento de 5 kHz y una frecuencia de muestreo fijada en 15 kHz por los mismos motivos explicados en el párrafo anterior. A partir de ahora, denotaremos ambos métodos como 1/2,5 y 5/15, respectivamente.

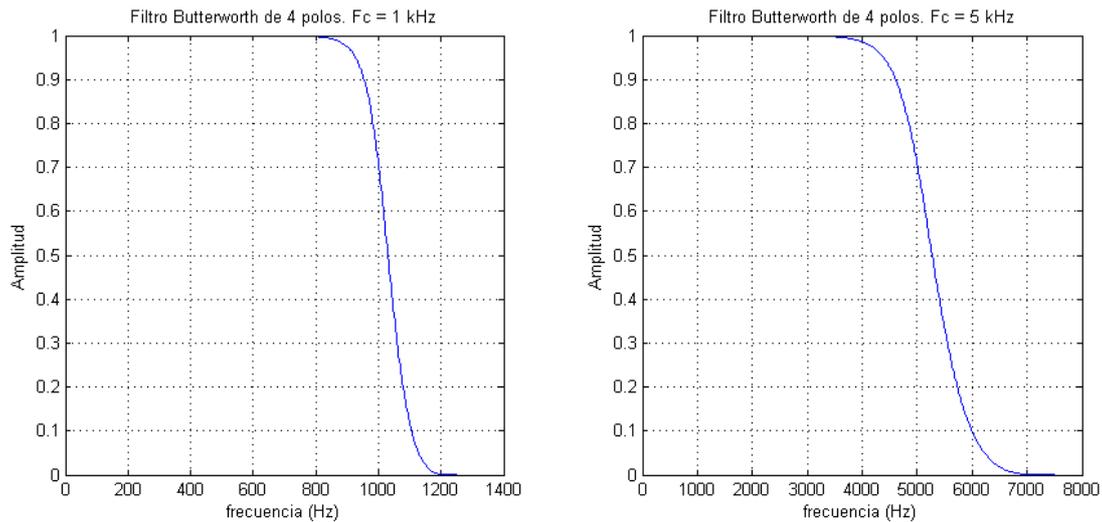


Fig. 47. Respuesta en frecuencia de dos filtros Butterworth de 4 polos y frecuencia de corte de 1 y 5 kHz, respectivamente.

De este modo, la Fig. 48 muestra el espectrograma de las aceleraciones verticales correspondientes a un fragmento de vía registrado a 5/15 kHz. En comparación, la siguiente figura muestra el mismo fragmento filtrado y submuestreado a 1/2,5 kHz. Puede observarse que no existen vibraciones importantes por encima de los 1000 Hz. Únicamente se aprecian algunas “líneas verticales”, que corresponden con impactos de la rueda sobre el carril en juntas y otros defectos puntuales similares, y un par de líneas horizontales a la altura de los 2000 y 3500 Hz que probablemente se corresponden con modos de vibración del eje. Esto demuestra que el registro de aceleraciones verticales a 1/2,5 kHz ofrece suficiente ancho de banda para el análisis del estado de la vía, por lo que, de aquí en adelante, todos los espectrogramas se muestran a 1/2,5 kHz.

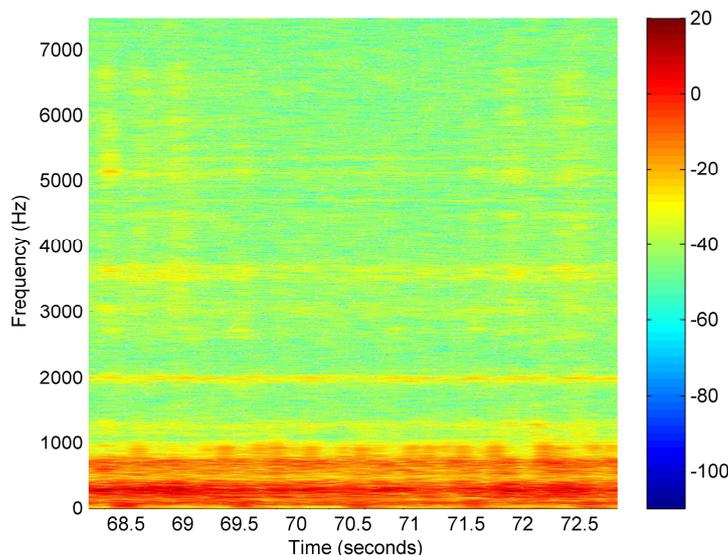


Fig. 48. Espectrograma de un tramo de vía registrado a 5/15 kHz

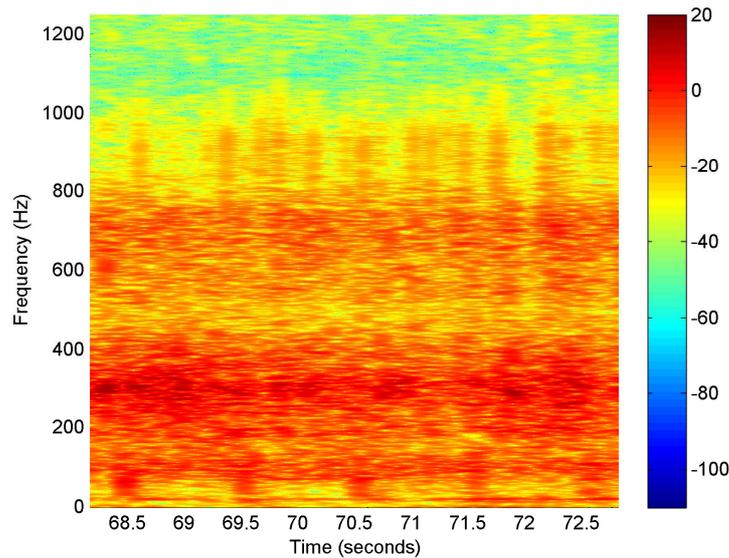


Fig. 49. Espectrograma del mismo tramo de vía de la figura anterior registrado a 1/2,5 kHz

5.4 Análisis de repetibilidad

Una cuestión fundamental en cualquier método para la auscultación de la vía es la repetibilidad del mismo. Por ejemplo, si el tren circula sobre un defecto en concreto que produce un impacto sobre la rueda, sucesivos pasos por ese mismo defecto a velocidades similares deberían arrojar valores similares de aceleraciones. Para comprobar esto, se han elegido dos puntos a lo largo del recorrido entre Paterna y Fuente del Jarro en el que se producen dos picos en las aceleraciones, respectivamente.

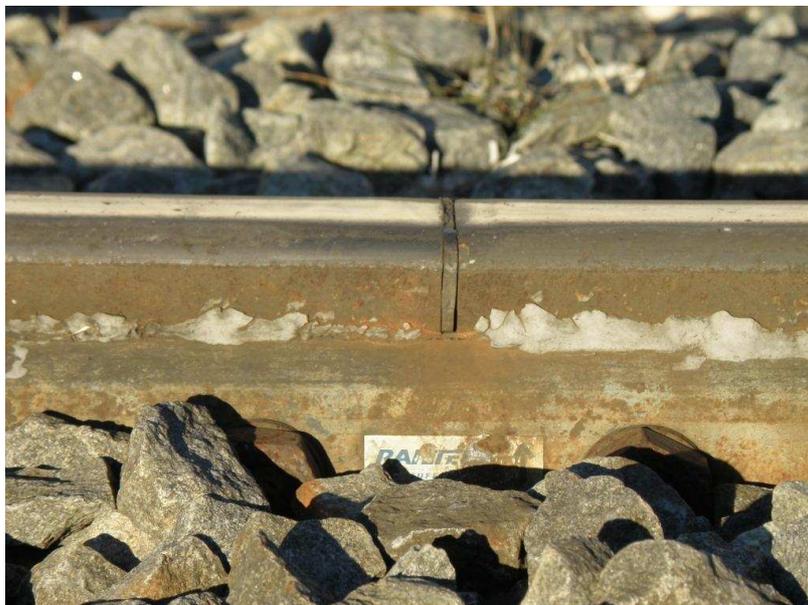


Fig. 50. Junta encolada

Dichos picos están producidos por sendas juntas encoladas. Las juntas encoladas son cortes verticales en los carriles que se colocan cada cierta distancia en la vía para aislar eléctricamente la vía, con el fin de detectar la presencia de los trenes y gestionar la seguridad en la circulación. La Fig. 50 muestra un ejemplo de junta

encolada. Se observa el achaflanamiento de las puntas de los carriles como consecuencia del golpe que experimentan al paso de las ruedas.

En lo que a este estudio respecta, las juntas encoladas suponen una discontinuidad en la superficie de rodadura. Al pasar la rueda de una parte a otra de la junta, se produce un impacto en la arista del carril entrante que induce en la rueda una aceleración vertical ascendente relativamente brusca. En la Fig. 51 se muestra el pico de aceleración en función de la velocidad experimentado al paso por dos juntas encoladas, en concreto la situada en las proximidades del paso a nivel de la CV-371 (Junta Encolada 1) y la situada bajo el paso superior de la carretera CV-365 (Junta Encolada 2).

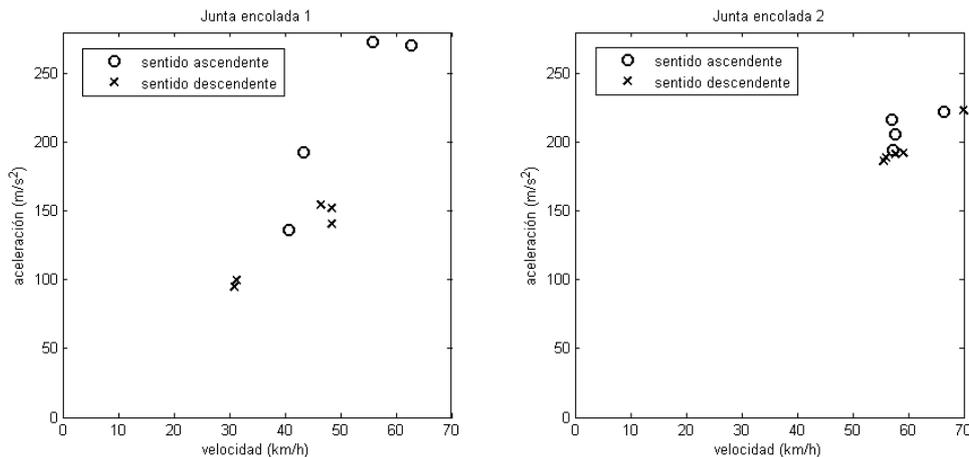


Fig. 51. Aceleraciones verticales en caja de grasa en función de la velocidad al paso por las juntas encoladas 1 y 2 en ambos sentidos de circulación

Se observa una relación lineal entre la velocidad del tren y la aceleración vertical, de acuerdo a las leyes de la mecánica (la demostración puede verse en el Anexo 4). También se observa que, para valores similares de velocidad (trenes ascendentes a su paso por la JE 2) los valores de aceleración reflejan una dispersión del 6%. Esta diferencia se debe a dos causas fundamentalmente. Por un lado se debe al proceso de muestreo de la señal, ya que los instantes de muestreo pueden no coincidir con el máximo de la señal analógica. En este sentido, y suponiendo que el valor pico de la aceleración es siempre el mismo al paso por la junta en cada una de las pasadas, podría ocurrir que los puntos donde se muestrea la señal estén cada vez más o menos próximos a dicho valor pico. Este problema podría reducirse aumentando la frecuencia de muestreo, con lo que la distancia entre muestras se reduciría y, por lo tanto, la probabilidad de obtener una buena aproximación al valor pico aumentaría.

Por otro lado, el hecho de que el contacto rueda-carril no se produzca siempre en el mismo punto (en dirección transversal al carril) también introduce algunas variaciones en la magnitud del impacto. Esto se debe a la existencia de un huelgo entre la pestaña de la rueda y la cara lateral interna del carril, que dota al eje de un cierto juego transversal, provocando que el punto de contacto de la rueda con el carril se pueda producir en distintos puntos de la superficie del carril en las respectivas pasadas. Dado que el desgaste del carril no es homogéneo en toda su superficie transversal, el impacto que se produce está sujeto a variaciones en función de la trayectoria del punto de contacto de la rueda a lo largo del carril.

Es cierto que para realizar cualquier inferencia estadística sobre la distribución de los picos de aceleraciones al paso por defectos singulares, la muestra debe ser mayor. En este caso, el tamaño de la muestra es así de reducida debido al coste de

hacer pasar un mismo tren por un mismo punto sucesivamente. Aun así, y a la vista de los resultados de la Fig. 51, parece lícito pensar que el método de auscultación de vía mediante aceleraciones en caja de grasa goza de suficiente repetitibilidad. Sin duda, el hecho de que este método sea ampliamente utilizado hoy en día por diversas administraciones ferroviarias respalda esta afirmación.

5.5 Ubicación de los acelerómetros

Según se ha comentado en la sección 1.1, se han colocado dos acelerómetros, uno en un eje motor y otro en un eje portador. Por una parte, existen razones importantes para colocar los acelerómetros en el primer eje de la composición. La más importante de todas se debe al hecho de que el primer eje de la composición es el que soporta los mayores esfuerzos dinámicos. Por ejemplo: al inscribirse el tren en una curva o superar un defecto de alineación, el primer eje es el que guía al resto de la composición. El giro de los ejes traseros de cada bogie viene facilitado por el eje delantero a través de la suspensión primaria, mientras que el giro de los bogies traseros de cada vehículo está influenciado por el giro de las cajas a través de la suspensión secundaria. Únicamente los primeros ejes de los vehículos, y en particular el del primer vehículo en el sentido de la marcha, son obligados a girar en su totalidad por el contacto entre la rueda y el carril [11].

Este efecto es especialmente importante en los trenes diseñados para radios de curvatura amplios, con mayores rigideces en las suspensiones primaria y secundaria y que vienen dotados de amortiguadores anti-lazo. Este diseño, si bien permite un mejor comportamiento dinámico del tren a altas velocidades, aumenta el acoplamiento entre los movimientos de los ejes, los bogies y las cajas.

Sin embargo, para vehículos tipo metro, como es el caso, diseñados para inscribirse en curvas de radio reducido, el efecto es menor. Además, el fenómeno descrito es especialmente relevante en la dinámica transversal (movimientos horizontales perpendiculares al sentido de avance del tren). En la dinámica vertical, que es la que se estudia en esta tesis, los movimientos de las distintas partes de los vehículos están más desacoplados y el efecto es menor.

Por otra parte, existe otro problema de muy distinta índole, y es el del registro de aceleraciones procedentes de fuentes distintas a las de la interacción vehículo-vía, como pueden ser los motores de tracción. Tal como se ha comentado en la sección 1.1, la unidad instrumentada consta de 4 coches, siendo los extremos coches motores, con motores en todos los ejes. Con objeto de comprobar si las vibraciones inducidas por los motores provocan interferencias relevantes en los espectrogramas, se ha optado por instrumentar el primer eje del primer coche motor y el primer eje del coche remolque situado a continuación, tal y como se ha mostrado en la Fig. 39.

Así, la Fig. 52 muestra las aceleraciones registradas en el eje motor correspondientes a un tramo de vía en el que el tren está traccionando. Si se comparan con el espectrograma de la Fig. 53, que muestra el mismo tramo de vía desde el eje portador, las diferencias son evidentes. Entre ambas figuras existe únicamente un desfase de 1,5 segundos aproximadamente, debido a la separación entre ambos ejes. En la primera figura se observan varias líneas horizontales y diagonales en varias frecuencias. Estas vibraciones, registradas por los acelerómetros, están provocadas por las corrientes y sus diversos armónicos inducidos en los motores trifásicos y pueden dificultar la detección de defectos y

modos de vibración de la vía. Por el contrario, en la segunda figura puede verse cómo estas líneas no existen, obteniéndose un espectrograma “más limpio”.

También cabría pensar que dichas vibraciones existen únicamente en los tramos en los que los motores funcionan a plena potencia, es decir, en las zonas de arranque y aceleración tras las estaciones y curvas pronunciadas. Sin embargo, las Figs. Fig. 54 y Fig. 55 muestran los resultados análogos a los anteriores para un tramo donde el tren circula a marcha sostenida, y donde la corriente inducida es menor. Sin embargo, siguen apareciendo líneas en forma de “zig-zag” en todo el espectrograma. Por supuesto, en aquellos tramos en los que, a fin de reducir la velocidad del tren, se hace funcionar los motores como generadores, devolviendo corriente eléctrica a la red o al reostato, se inducen nuevamente vibraciones que son captadas por los acelerómetros y reflejadas en el espectrograma, tal y como se puede apreciar en la Fig. 56 en comparación con la Fig. 57. Así pues, se observa que los motores inducen vibraciones prácticamente en todo momento, vibraciones que se entremezclan con las procedentes de la interacción vehículo-vía y que dificultan su análisis.

Para demostrar que las líneas diagonales proceden, efectivamente, de las vibraciones inducidas por los motores, lo más efectivo es convertir el fichero de aceleraciones, de tipo ASCII, registradas en un eje motor, en un fichero audible, tipo wav, por ejemplo. Dado que estas frecuencias se sitúan en el rango de los 400 a 1000 Hz, son perfectamente audibles. En efecto, si escuchamos el fichero, se reconoce perfectamente el sonido que emiten los motores de inducción al arrancar, circular a velocidad sostenida y decelerar. Ahora, si se procede del mismo modo con el registro realizado en un eje portador, el sonido del motor desaparece. Una justificación más técnica consiste en analizar las especificaciones técnicas de los motores de tracción de las unidades instrumentadas. En este análisis se observa que las frecuencias de corrientes y sus respectivos armónicos inducidas en los motores en el momento del arranque y a las diferentes velocidades se corresponden con las vibraciones registradas en los ejes motores.

Hasta ahora, de todos los patrones o “manchas” que aparecen en el espectrograma, únicamente se ha hecho referencia a las líneas horizontales que son consecuencia de las vibraciones inducidas por los motores. La mayoría del resto de manchas proceden de la interacción vehículo-vía y se describen en el capítulo 5. Baste decir por ahora que su apariencia en las vibraciones registradas en el eje motor y en el eje portador es muy similar. Únicamente existe en los espectrogramas del eje motor dos bandas de mayor amplitud localizadas sobre los 120 Hz y los 180 Hz, respectivamente, que no se aprecian en los espectrogramas del eje portador.

Estas vibraciones, que son independientes de la velocidad del tren, pueden deberse a modos de vibración de diferentes masas no suspendidas existentes en los bogies motores, como pueden ser los propios motores o las reductoras. Para determinar esto de forma rigurosa, sería necesario realizar un análisis modal de los diferentes elementos del vehículo, lo cual queda fuera del ámbito de esta tesis, aunque sí que se recoge como futura línea de investigación. Por lo tanto, desde el punto de vista de la auscultación de vía, es más interesante colocar los acelerómetros en los ejes portadores.

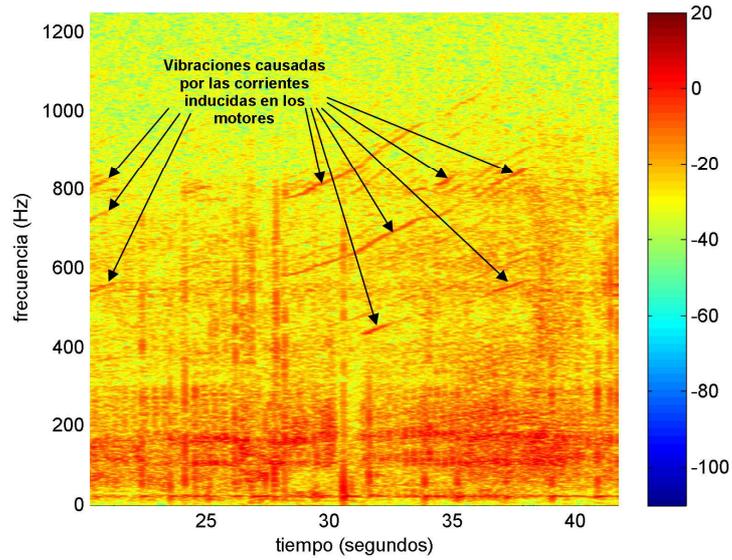


Fig. 52. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está traccionando. Eje motor.

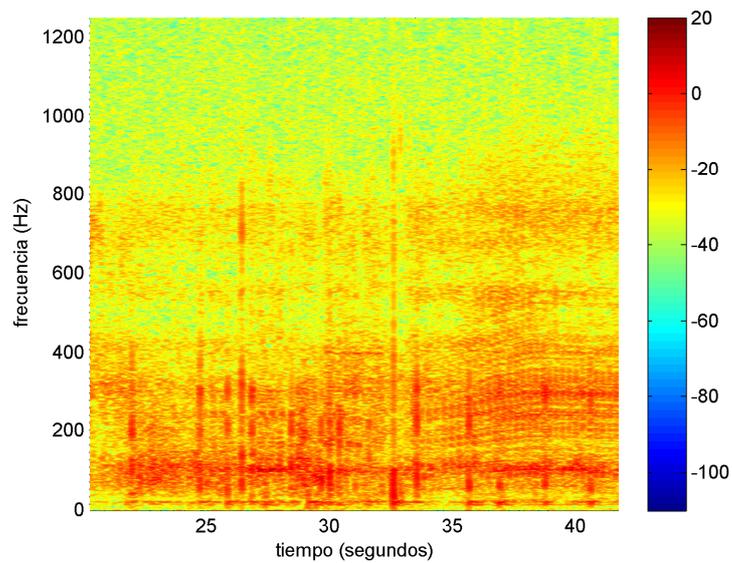


Fig. 53. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está traccionando. Eje portador.

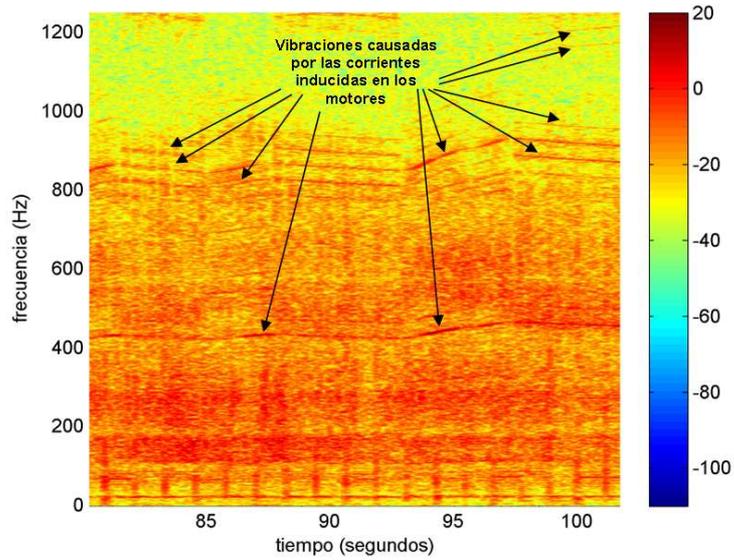


Fig. 54. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está circulando a marcha sostenida. Eje motor.

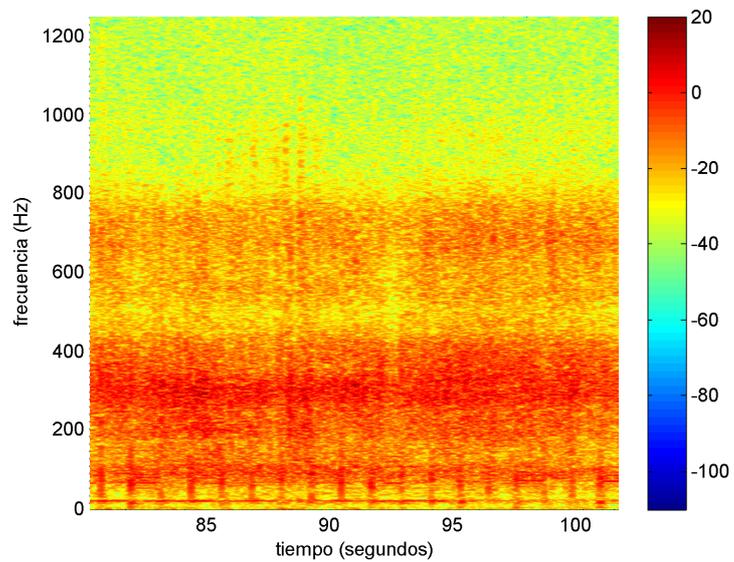


Fig. 55. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está circulando a marcha sostenida. Eje portador.

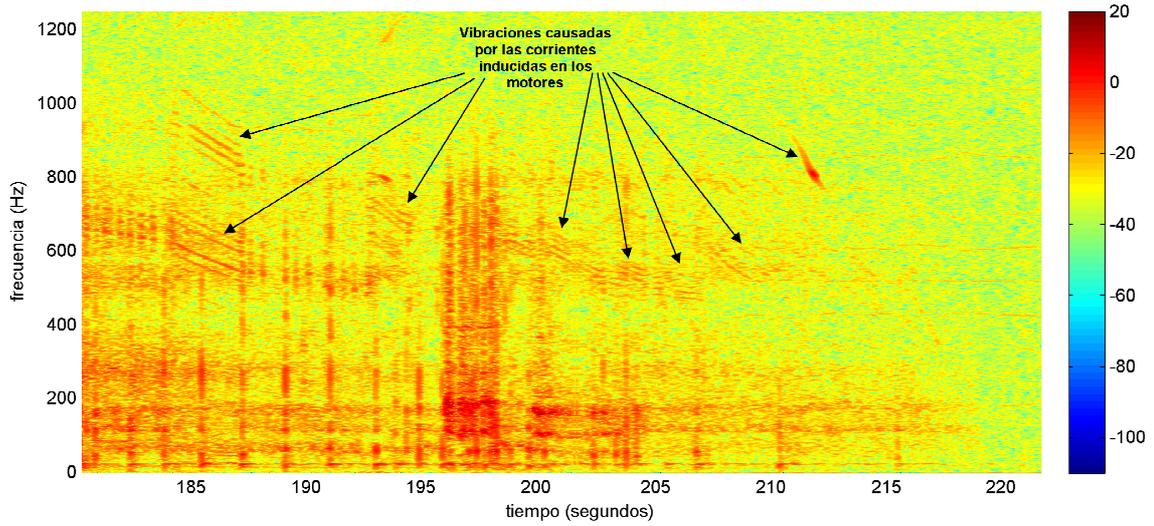


Fig. 56. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está empleando el freno eléctrico. Eje motor.

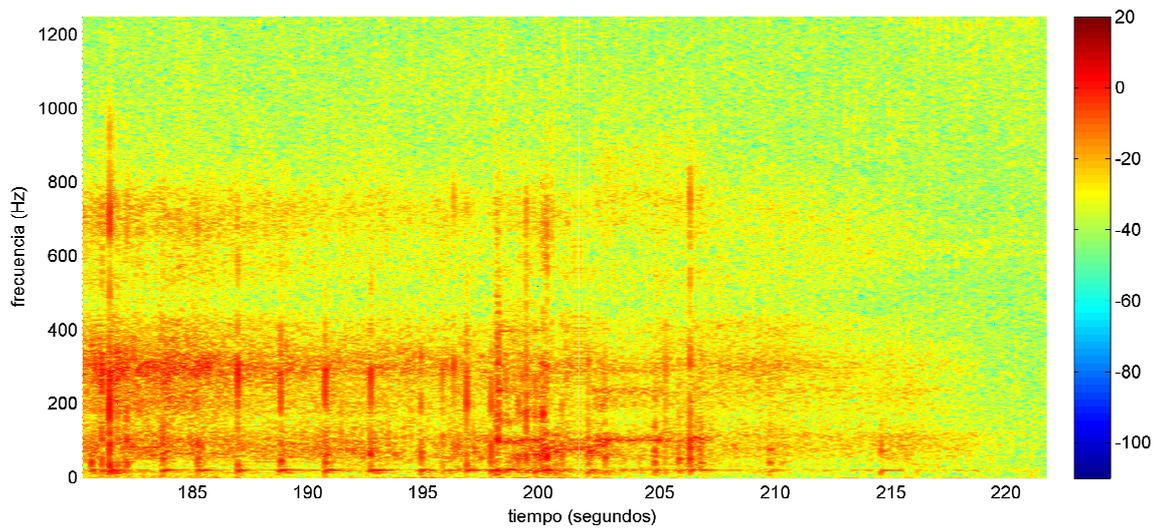


Fig. 57. Espectrograma correspondiente a un tramo de vía en el que el tren está empleando el freno eléctrico. Eje portador

6. Identificación de patrones en los espectrogramas

Si bien en el capítulo anterior ya se han mostrado algunos espectrogramas obtenidos a partir de las aceleraciones registradas durante la campaña de toma de datos, únicamente se ha hecho referencia a ciertos patrones que reflejaban vibraciones procedentes de otras fuentes de excitación ajenas a la vía. En este capítulo, se entra propiamente en materia, analizando el resto de patrones existentes en los espectrogramas cuyo origen viene determinado por la circulación del tren sobre la vía.

Los espectrogramas que aquí se muestran, están obtenidos con unos valores de los parámetros L , s y L° y un tipo de ventana que ya han sido optimizados para que los diferentes patrones de vibraciones se perciban correctamente. La determinación de los parámetros óptimos se deja para el siguiente capítulo, ya que se basa en la correcta identificación de los diferentes patrones que aquí se describen, y que por lo tanto es necesario conocer previamente. Así, los espectrogramas que se muestran en este capítulo se han obtenido con una longitud de ventana de 1250 muestras, lo que equivale a 0,5 s con una frecuencia de muestreo de 2500 Hz, y con solape entre ventanas del 96 % de su longitud ($s = 1200$ muestras).

6.1 Clasificación de los patrones

Observando los espectrogramas, se pueden diferenciar a simple vista dos tipos de defectos: aquellos que son puntuales y que tienen una apariencia “vertical” y aquellos que se extienden a lo largo de una cierta longitud y tienen, por lo tanto, una apariencia “horizontal”. Así, el primer grupo incluye no sólo defectos como descascarillado y plastificaciones de los carriles o blandones en el balasto, sino también puntos singulares de la vía como son las soldaduras entre carriles, juntas encoladas o cruzamientos de desvíos y travesías que, dependiendo de las amplitudes de las aceleraciones que causan, pueden considerarse asimismo como defectos.

Según la dualidad que existe entre contenido en tiempo y en frecuencia, las señales que tienen una corta duración en el tiempo poseen un amplio espectro de frecuencias, y viceversa. Este fenómeno ya se ha podido observar en la Fig. 26 y en la Fig. 27. De ahí, la apariencia “vertical” de los defectos puntuales y puntos singulares cuya duración, dependiendo de la velocidad del tren, no suele sobrepasar las décimas de segundo. Por ejemplo, el paso de una rueda por la laguna del cruzamiento de un desvío (Fig. 63), que puede tener una longitud de unos 100 cm, a una velocidad de 20 km/h da una duración de unos 0,2 segundos. Si ahora tomamos el paso por una junta encolada, de unos 20 mm de longitud, a una velocidad de 75 km/h, la duración del paso por dicha discontinuidad es de 1 milisegundo.

El segundo grupo incluye principalmente los modos de vibración de los diferentes elementos de la vía según la tipología (hormigón vs. balasto), la nivelación de la vía y el desgaste ondulatorio. Los modos de vibración de la vía cargada dependen de su propia configuración y de la interacción entre ésta y el vehículo. Existen numerosos modelos que reproducen dicha interacción, con mayor o menor número de grados de libertad en la vía o en el vehículo, dependiendo de la importancia que se le dé a la primera o al segundo y de los movimientos analizados (Fig. 58). Algunos de ellos se han citado en la sección 1.2.2. En la mayoría de casos, los carriles se suelen

modelizar como elementos viga que descansan sobre apoyos elásticos, estando dichos apoyos materializados por las placas de asiento. Por su parte, las traviesas se suelen modelizar, bien como elementos viga, bien como sólidos rígidos, que descansan en un lecho elástico que representa al balasto.

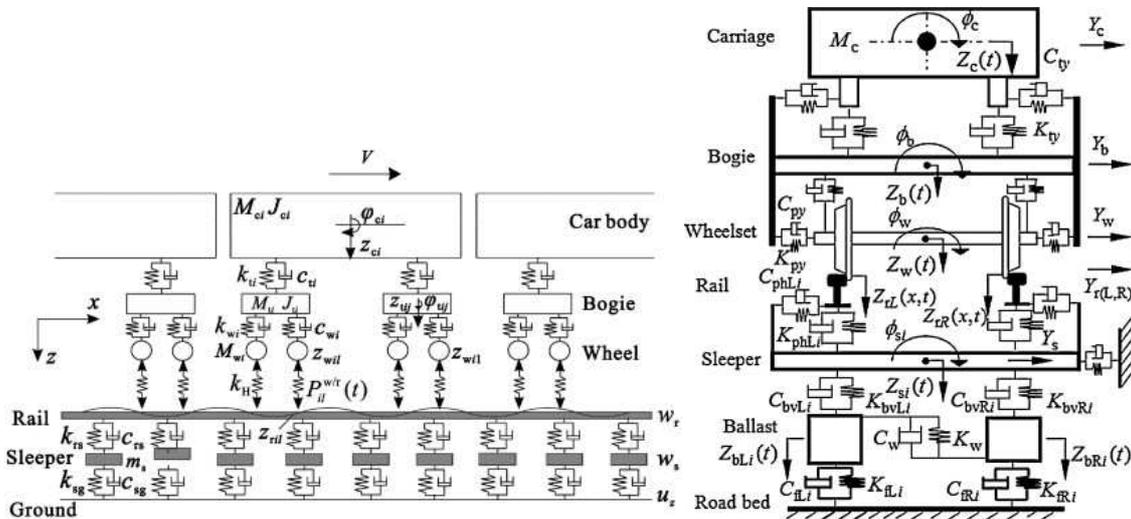


Fig. 58. Ejemplos de modelos dinámicos de interacción vehículo-vía. Fuente: www.elsevier.com

6.2 Identificación de los puntos singulares y defectos de corta duración

Los defectos que se comentan en esta sección se pueden observar en el espectrograma de la Fig. 59, que corresponde al tramo de vía mostrado en la Fig. 60. Dado que este tramo de vía corresponde a la salida de la estación de Paterna, existen numerosas juntas encoladas, que separan los respectivos circuitos de vía, y soldaduras que unen los diferentes carriles y cupones de carril. Para no recargar la figura, sólo se han señalado algunos de los puntos singulares que aparecen en el tramo.

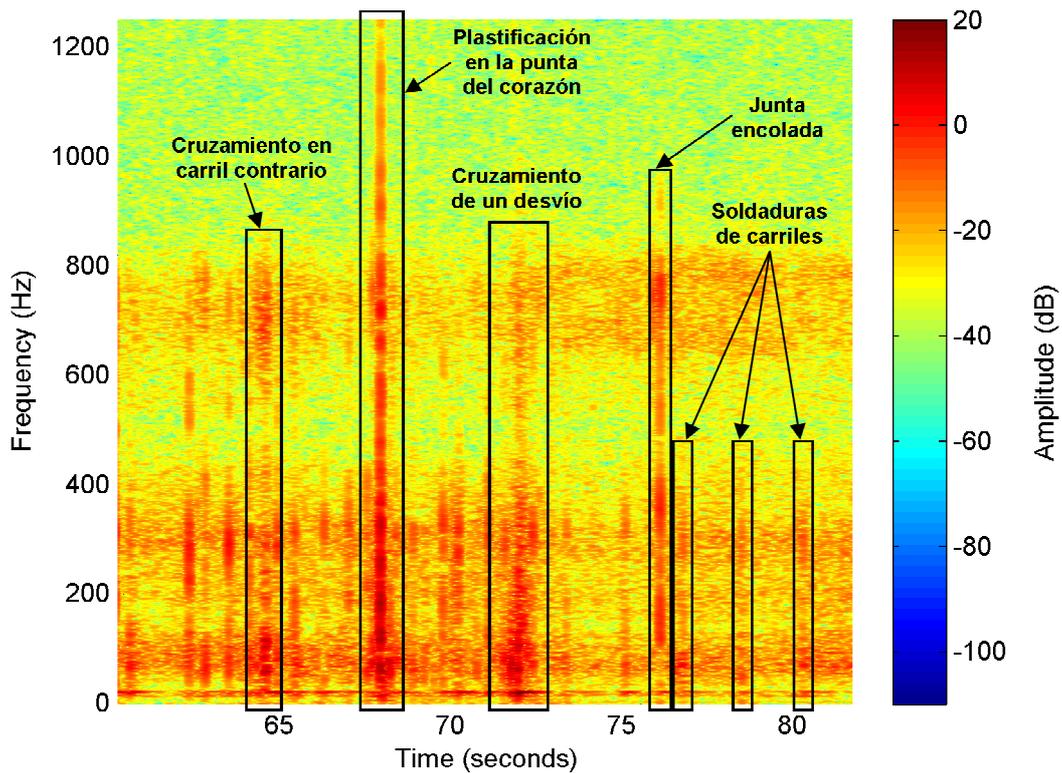


Fig. 59. Espectrograma correspondiente a la salida de la estación de Paterna por vía 2, lado Valencia. Identificación de diferentes defectos y singularidades.

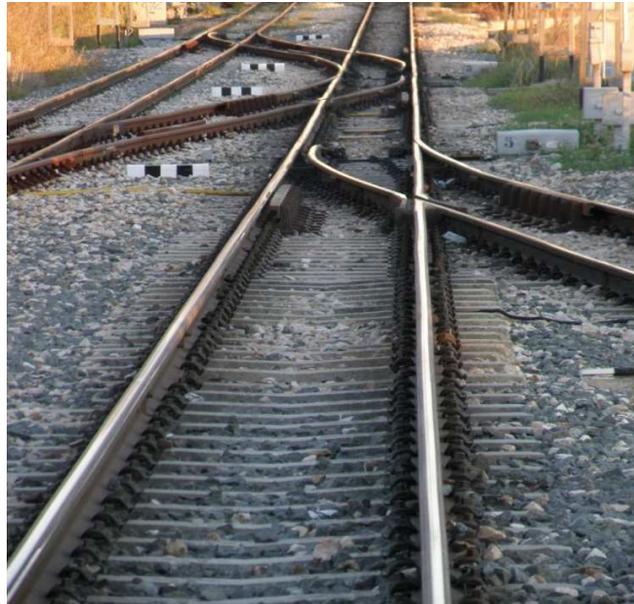


Fig. 60. Tramo de vía correspondiente al espectrograma de la figura anterior. El carril auscultado es el izquierdo.

6.2.1 Soldaduras de carriles

Las soldaduras de carriles se efectúan con el fin de eliminar las discontinuidades que existen en las puntas de los carriles, conocidas como juntas. Las juntas originan enormes esfuerzos dinámicos, que se traduce en un desgaste acelerado de los materiales de la vía con el correspondiente incremento del coste de

mantenimiento. Además, son origen de molestias por ruidos y vibraciones, siendo las responsables del tradicional “traqueteo”. Existen dos tipos de soldaduras: las eléctricas y las aluminotérmicas. Las del primer tipo consisten en calentar los carriles mediante el efecto Joule haciendo circular a través de ellos unas corrientes eléctricas de bajo voltaje y muy alta intensidad. Una vez ambos carriles están incandescentes, se procede a su confrontación y recalque de forma que, cuando se enfrían, forman una única barra. Las del segundo tipo consisten en aportar material externo que, mediante una reacción aluminotérmica, se fluidifica, lo cual se aprovecha para verterlo en el hueco practicado a propósito entre los carriles.



Fig. 61. Junta soldada mediante soldadura aluminotérmica

El principal problema de las soldaduras reside en la necesidad de que los carriles estén perfectamente alineados y nivelados antes de soldarlos. La falta de nivelación puede dar origen a “carriles en punta”, si la soldadura queda por encima de los carriles, o a “carriles hundidos”, en caso contrario. Por su parte, las soldaduras aluminotérmicas presentan el inconveniente de que el material de aportación no tiene las mismas propiedades exactas de los carriles, con lo que el desgaste que sufre es diferente, dando lugar, tras varios ciclos de carga, a hendiduras o salientes. Aun así, en condiciones normales, las soldaduras aumentan localmente la sección transversal del carril, modificando su inercia. Esto provoca que, al paso de la rueda por la soldadura, las frecuencias que se excitan sean diferentes al paso de la rueda en otros puntos del carril, por lo que las soldaduras se detectan en la mayoría de los casos [49, 50]. En la Fig. 61 se observa una soldadura aluminotérmica, que son las empleadas mayoritariamente en la red de metro de Valencia.

En condiciones normales de conservación, la apariencia en los espectrogramas es el de una línea vertical que se prolonga hasta los 400-450 Hz, con una anchura de 0,2 s. Además, puesto que las soldaduras están equiespaciadas coincidiendo con la longitud de las barras elementales, que en este caso son de 18 m, aparecen periódicamente en el espectrograma con un intervalo que depende de la velocidad del tren. De este modo es posible estimar, indirectamente, la velocidad del tren y la posición en la vía.

6.2.2 Juntas encoladas

Las juntas encoladas ya se han explicado en el epígrafe 1.1 y se han mostrado en la Fig. 50. En comparación con las soldaduras, las juntas encoladas sí que constituyen una discontinuidad física del carril, necesaria para aislar eléctricamente los sucesivos tramos. Aunque en dicha discontinuidad se introduce un material aislante para dar cierta continuidad a la superficie de rodadura, el hecho es que dicho material se deteriora relativamente rápido, tal y como puede apreciarse en la fotografía. Al existir una discontinuidad en la rodadura, se produce un despegue y un posterior impacto de la rueda en el carril, lo que conlleva la aparición de un pico de aceleración mayor que en el caso de las soldaduras. La apariencia de una junta encolada en el espectrograma es el de una línea vertical que se prolonga hasta los 800-900 Hz y que tiene un ancho de 0,2 a 0,3 s, dependiendo de su estado de conservación y de la velocidad del tren.

6.2.3 Plastificaciones en la cabeza del carril o *squats*

Los *squats* (Fig. 62) se deben a plastificaciones de la superficie del carril que pueden conllevar pérdida de material y que tienen su origen en la fatiga del contacto rueda-carril, aunque sus causas exactas todavía se desconocen [30, 32]. No obstante, algunos *squats* se deben al patinaje de las ruedas sobre los carriles. En estos casos, el calor generado por la fricción entre la rueda y el carril deslizando uno respecto del otro es suficiente como para que el carril entre en fluencia y se produzca una migración de material en la cabeza del carril. Desde el punto de vista de la rodadura, estas plastificaciones o pérdidas de material suponen un golpe en la rueda. El problema añadido de los *squats* es que, como se deben al agotamiento del material, ante el paso de las sucesivas cargas, dicho agotamiento se extiende a las zonas colindantes de la superficie del carril, con lo que el tamaño (superficie plastificada) puede ir en aumento.

El ejemplo mostrado en la Fig. 62 es un caso un tanto curioso, ya que la plastificación se produce en la punta del corazón de un desvío. Hay que decir al respecto que las puntas de los corazones son partes que están sometidas a un golpeteo repetitivo de las ruedas, por otro lado inevitable debido a la necesidad de dejar el hueco para el paso de la pestaña, por lo que son tratados con aleaciones compuestas por manganeso, que dotan al acero de una mayor tenacidad y resistencia a golpes. Además, el desvío en cuestión fue instalado en 2005, siendo su vida relativamente corta en comparación con otros desvíos existentes en la línea y que no presentan este tipo de defecto. Dada las dimensiones del mismo, podría clasificarse como grave o completamente desarrollado.

El golpe que produce este *squat* en concreto al paso de la rueda a una velocidad en torno a 40 km/h arroja un valor pico de la aceleración de 500 m/s². La apariencia en el espectrograma se muestra en la Fig. 59. Se observa que cubre todo el rango de frecuencias analizado y su ancho es de unos 0,3 s. En comparación con las juntas encoladas, el mayor rango de frecuencias excitado indica que el golpe es más seco, de menor duración. Por su parte, el mayor nivel de amplitudes indica un impacto más fuerte. Puede compararse el valor pico de este *squat* con los valores pico arrojados por las juntas encoladas de la Fig. 51. En general, se estima que la duración en el espectrograma de los *squats* puede variar entre los 0,2 y los 0,4 s dependiendo de su extensión en la cabeza del carril.



Fig. 62. Plastificación de la cabeza del carril en la punta del corazón de un desvío. Sentido de avance del tren de izquierda a derecha.

6.2.4 Paso por los cruzamientos

Otros puntos singulares que se encuentran habitualmente en la vía son los cruzamientos de los desvíos y travesías (cruces a nivel entre dos vías). Como se ha comentado en la sección anterior, en los cruzamientos, la rueda debe salvar el hueco necesario para dejar pasar la pestaña en caso de que el tren tomase la otra dirección. Esto implica que existe una zona, denominada “laguna”, en la que la rueda deja de apoyar en un carril para apoyar en otro de forma progresiva. De este modo, el impacto en el carril entrante no se produce de forma brusca, sino que se suaviza a lo largo de cierta distancia, que suele ser de unos 80 cm para el tipo de desvíos empleados en la red de metro de Valencia. La Fig. 63 muestra un ejemplo de cruzamiento, con sus partes más importantes.

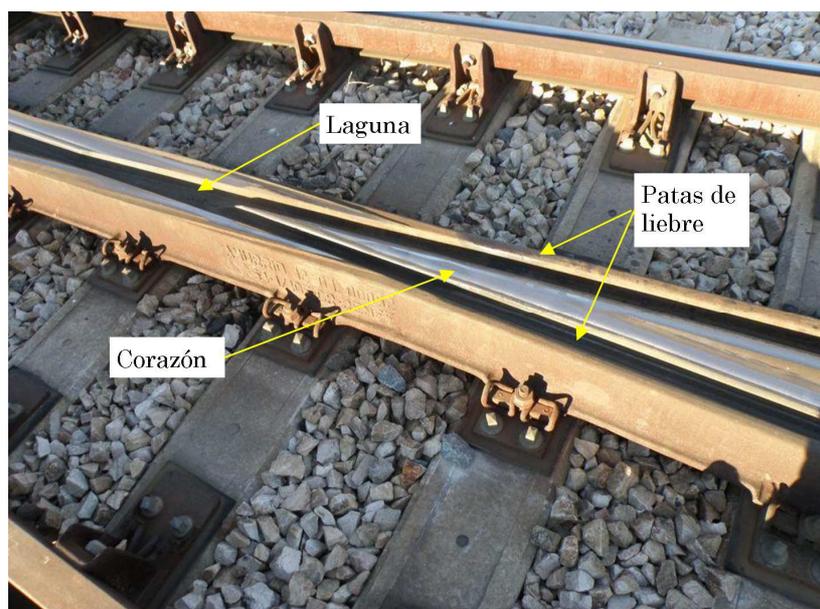


Fig. 63. Ejemplo de un cruzamiento y sus partes más importantes

Esta longitud permite que la carga se transmita paulatinamente de las patas de liebre al corazón, reduciendo el impacto de la rueda en el carril entrante (corazón o pata de liebre, según el sentido de la marcha). Sin embargo, esto no evita que se produzca un cierto golpeteo, que acaba introduciendo deformaciones plásticas y pérdida de la geometría inicial de los carriles. Ante esta pérdida de la geometría inicial, los esfuerzos dinámicos aumentan, con lo que el proceso se retroalimenta, empeorando sucesivamente el estado de conservación y las condiciones de rodadura. De aquí que, en función de la magnitud del golpe, pueda hablarse o no de defecto.

En el caso de un cruzamiento en buen estado de conservación, como es el de la Fig. 63, el patrón de vibraciones que aparece en el espectrograma es el que se muestra en la Fig. 59, obtenido para ese mismo cruzamiento (instante $t = 72$ s). Se observan las mayores amplitudes en las bandas de 0 a 400 Hz y de 550 a 800 Hz. La anchura crece hasta los 50-100 Hz, donde se hace máxima (1 s) y luego decrece según aumenta la frecuencia. Si ahora se observa un cruzamiento en peor estado de conservación, como el reflejado en el segundo fragmento del espectrograma de la Fig. 64, si bien el rango de frecuencias excitadas es el mismo, la anchura de las bandas de 50 a 150 Hz y de 150 a 400 Hz aumenta a 1,5 y 1 segundo, respectivamente. Paralelamente a esto, se observa un mayor nivel de amplitudes en el desvío en mal estado.

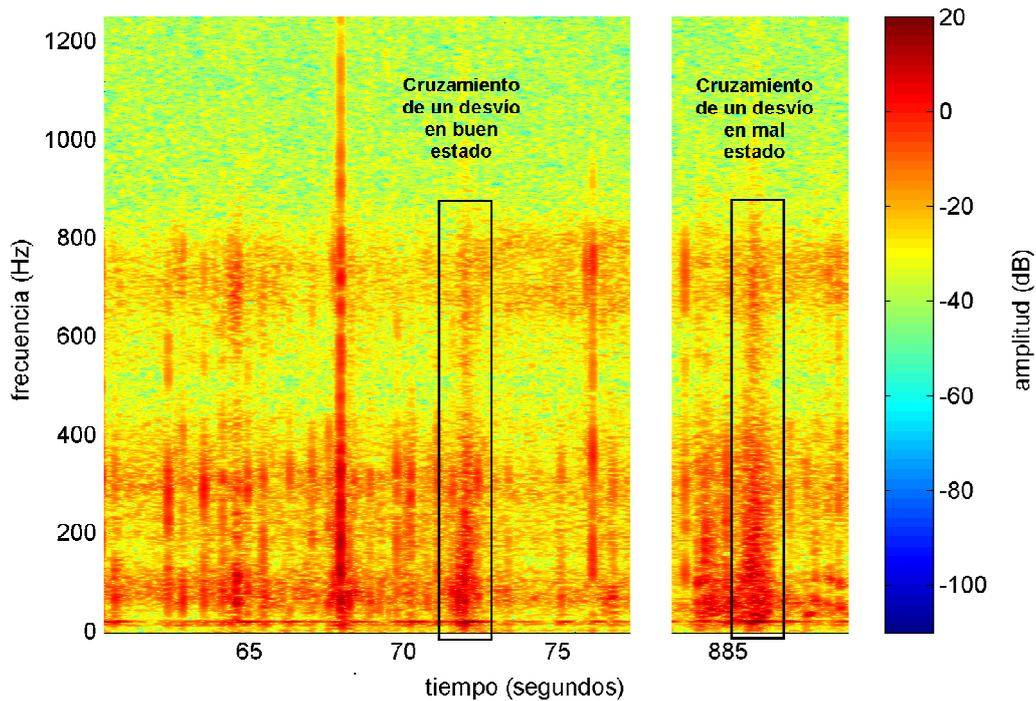


Fig. 64. Comparación del cruzamiento en buen estado de la Fig. 59 con un cruzamiento en mal estado

6.3 Identificación de los modos de vibración y tipologías de vía

A continuación se describen los diferentes modos de vibración de una vía bajo el efecto de las cargas y sus frecuencias naturales. Sobre los diferentes modos de vibración de la vía y sus causas se puede consultar [8] y [51]. Tal y como se explica, dichas frecuencias adoptan valores diferentes según el tipo de sección transversal de vía (balasto, placa, carril embebido, etc.). Dichos modos de vibración poseen una apariencia horizontal y, mientras algunos mantienen su frecuencia natural constante con el tiempo, en otros casos varía con la velocidad del tren, dando una apariencia de línea oscilante. Se debe incidir en el tema de que las frecuencias que aquí se muestran son las propias de una vía cargada, es decir, incluyendo en las masas vibrantes de la vía una parte de las masas de los vehículos, conocida como “masa covibrante”. De realizarse un análisis modal de la vía sin cargas, las frecuencias propias que resultarían serían en algunos casos bastante superiores a las que aquí se muestran.

6.3.1 Separación entre traviesas o excitación paramétrica

La frecuencia de excitación paramétrica f_{ep} está causada por el paso de la rueda entre las traviesas, ya que el descenso del carril no es el mismo cuando la rueda está exactamente encima de una traviesa a cuando está entre dos traviesas. Dicho asiento es función de la carga por eje, de las propiedades del carril y de la rigidez global de la vía bajo el carril, que engloba básicamente a la rigidez de la placa de asiento, la del balasto y la del terreno [52-54]. De esta manera, la rueda describe una senoide al circular por la vía cuya longitud de onda coincide con la separación de traviesas, que en el caso de la vía sobre balasto empleada en el metro de Valencia oscila entre 70-80 cm.

Su apariencia en el espectrograma se traduce en una línea horizontal de frecuencia variable con la velocidad del tren según la Ec. $f = V/\lambda$

() y que para una velocidad máxima de 80 km/h, supone unos 30 Hz. Se aprecia en la Fig. 65, que muestra el mismo espectrograma de la Fig. 59 ampliado a la banda de 0-100 Hz. Recuérdese que la velocidad del tren en este caso es de 40 km/h, lo que según los cálculos resulta una frecuencia de unos 15 Hz, tal como se desprende de la figura.

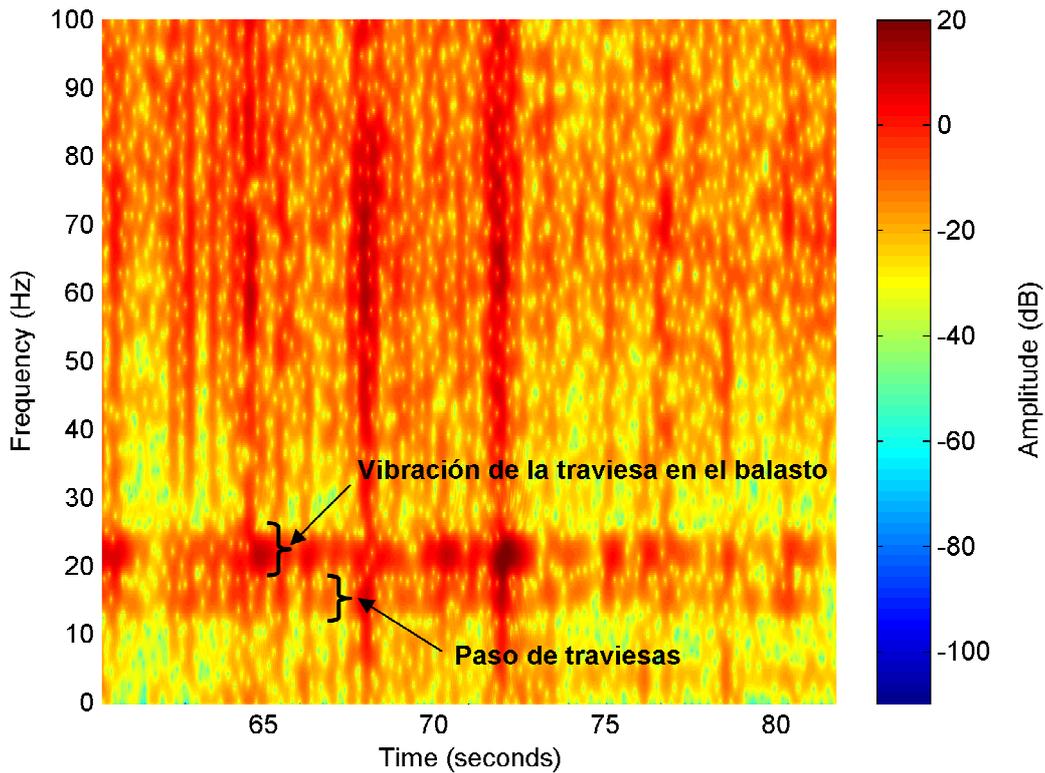


Fig. 65. Modos de vibración correspondientes al paso de la rueda por las traviesas y a la vibración de las traviesas sobre el balasto. Ampliación del espectrograma de la Fig. 59 a la banda de 0-100 Hz.

6.3.2 Vibración de las traviesas sobre el balasto

La vibración de las traviesas sobre el balasto, f_s , supone a éstas vibrado como sólido rígido sobre el balasto, considerado como un lecho elástico (Fig. 58a). El resto de modos de vibración no se aprecian de forma tan evidente. Para la tipología de vía sobre balasto considerada, su frecuencia natural se sitúa en torno a los 20 Hz, según se aprecia en la Fig. 65 y es independiente de la velocidad del tren. En caso de existir traviesas partidas, traviesas al aire (apoyo deficiente sobre el balasto), blandones (puntos donde el balasto está triturado y posee un elevado porcentaje de finos) y cualquier otro fenómeno que modifique la rigidez bajo traviesa, ésta debería reflejarse en el espectrograma. Lamentablemente, en los tramos auscultados no se ha tenido constancia de este tipo de defectos, por lo que no es posible mostrar ningún ejemplo al respecto.

6.3.3 Resonancia P2

La resonancia P2, f_{P2} , es el modo de vibración de la masa no suspendida de los bogies junto con el conjunto del emparrillado (carriles y traviesas), y aparece en la banda de los 50 a 100 Hz. Las diferentes masas que componen los trenes pueden clasificarse en: no suspendidas, semisuspendidas y suspendidas. Las masas no suspendidas son las que se encuentran en contacto con la vía y por debajo de la suspensión primaria (se remite al lector a la Fig. 2) y están constituidas por las ruedas, sus ejes y, en su caso, las reductoras que transmiten el movimiento de los motores a los ejes. Las masas semisuspendidas son las que se encuentran entre la

suspensión primaria y la secundaria, y están constituidas por el bastidor del bogie, la timonería de los elementos del freno y, en su caso, de los motores de tracción. Las masas suspendidas son las que se encuentran por encima de la suspensión secundaria e incluyen las cajas y todos los equipos instalados a bordo de las mismas.

De todas las masas comentadas anteriormente, las más nocivas son las no suspendidas, que son las que están en contacto con la vía y generan la mayor parte de las sobrecargas dinámicas [55]. Así, el acoplamiento de la vibración de las masas no suspendidas del tren con la vibración de los carriles supone un mecanismo de fijación para el desgaste ondulatorio [21, 22], y la aparición del mismo se detecta mediante la escala de color, cuando las amplitudes de las aceleraciones superan un cierto umbral, tal y como ocurre en un tramo entre las estaciones de Patraix y Safranar (Fig. 66). Aunque se incidirá sobre este aspecto más adelante, la determinación de los umbrales, a partir de los cuales las excitaciones se consideran defectos, es una cuestión con una importante carga subjetiva, y que depende de los criterios que establezca el responsable del mantenimiento de la infraestructura. Por este motivo no se ahonda aquí más sobre el tema de las amplitudes.

6.3.4 Vibración de los carriles sobre las placas de asiento

La vibración de los carriles sobre las placas de asiento supone al carril vibrando en ciertas longitudes de onda sobre dichas placas. Dichas longitudes de onda se pueden determinar, para la vía descargada, mediante algunos modelos [4]. Sin embargo, el modo más relevante es el que considera el carril como sólido rígido, f_r , y que aparece reflejado en la banda de 200-400 Hz, alcanzando las máximas amplitudes sobre los 300 Hz, según se muestra en la Fig. 66.

6.3.5 Vibración nodo-nodo del carril sobre las traviesas

La vibración nodo-nodo, o *pin-pin resonance*, f_{pp} , es la que resulta de considerar el carril sujeto a las traviesas a través de las sujeciones. En estas condiciones, los puntos de sujeción a las traviesas se consideran nodos de vibración, mientras que en los puntos intermedios entre las traviesas se da la máxima amplitud de la vibración. En este caso, la longitud de onda equivale al doble de la distancia entre traviesas, y la frecuencia de vibración depende fundamentalmente de la inercia y la rigidez del carril. Para la vía en balasto analizada, aparece en la banda de 650 a 800 Hz, tal como indica la Fig. 66. La banda en la que aparece es tan amplia debido a que la separación entre traviesas no es exacta, sino que varía en un rango entre 70 y 80 cm, si bien algunas traviesas llegan a estar a unos 90 cm. Además, en este caso, la vibración de la vía cargada se entremezcla con la vibración de la vía descargada, ya que la propagación de las vibraciones a través del carril tiene una atenuación menor que en resto de materiales (placas de asiento, balasto o terreno, por ejemplo).

6.3.6 Identificación de los cambios de tipología de vía a través de la variación de las frecuencias propias de vibración

Como se ha indicado en los apartados anteriores, las frecuencias propias de la vía (f_{ep} , f_s , f_{p2} , f_r y f_{pp}) son función de las características de los materiales de la vía y de su configuración geométrica. Esto implica que cualquier cambio en las propiedades de la vía supone un cambio en las frecuencias propias de vibración anteriormente

calculadas. En efecto, se pueden observar los siguientes cambios en la superestructura: en primer lugar, en los pasos a nivel, el confinamiento de los carriles y el empleo de traviesas de madera, a fin de permitir la colocación de los contracarriles, provocan el aumento de la banda de resonancia de los carriles f_{pp} , prolongándose ésta de los 650 a los 850 Hz. Además se produce un aumento de las amplitudes, tal y como se refleja en el espectrograma de la Fig. 66.

En segundo lugar, se observa el cambio de vía en balasto a vía en placa y viceversa al paso por las estaciones subterráneas del tramo entre Beniferri y Safranar. La Fig. 66 ilustra el ejemplo de la estación de Safranar. Se observa que el cambio a vía en placa afecta fundamentalmente a la resonancia nodo-nodo del carril y a la resonancia P2. En el primer caso, desciende a la banda de 600-750 Hz, mientras que en el segundo lo hace a la banda de 30-50 Hz. Para ambos casos, la clave de esta variación se encuentra en la separación entre traviesas, que en el caso de la vía en placa pasa a ser de 90 cm con una menor dispersión.

En referencia a los otros modos de vibración, f_s y f_r , cabe indicar la escasa variación que sufren, lo cual evidencia que la rigidez de las placas de asiento es la misma en ambas tipologías y que la rigidez de las cazoletas sobre las que se asientan las traviesas bibloque Stedef es similar a la rigidez del balasto, ya que la masa de ambos tipos de traviesa (monobloque de hormigón y bibloque) es muy similar para el ancho métrico.

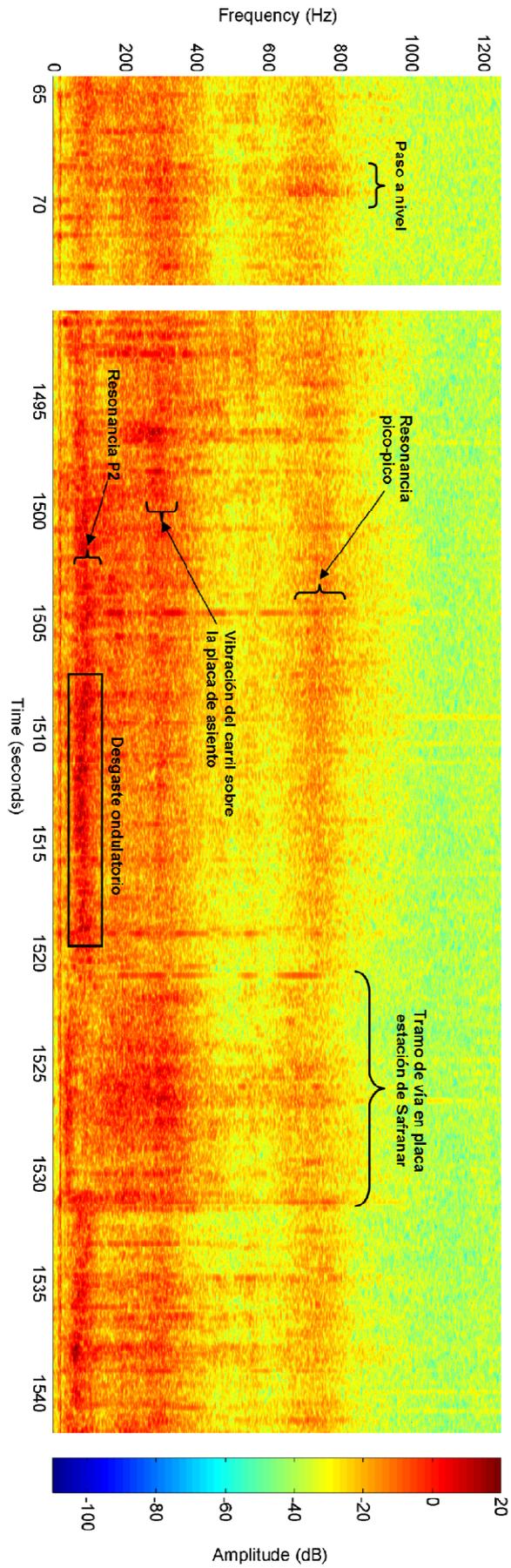


Fig. 66. Espectrogramas correspondientes al paso a nivel de la CV-371 y al tramo entre las estaciones de Patraix y Safranar.

6.4 Identificación de las frecuencias propias de la vía

El propósito de esta sección es corroborar las frecuencias identificadas en los espectrogramas. Para ello, se han realizado mediciones complementarias en una sección de la vía, registrando aceleraciones verticales en el carril, la traviesa y el balasto. Dichas mediciones se han realizado igualmente en la línea 1 de FGV entre las estaciones de Torrent y Picanya, donde la velocidad de circulación de los trenes se situaba en torno a los 70-80 km/h. Así, las Fig. 67-69 muestran los espectros de frecuencia de las aceleraciones en el carril, la traviesa y el balasto, respectivamente.

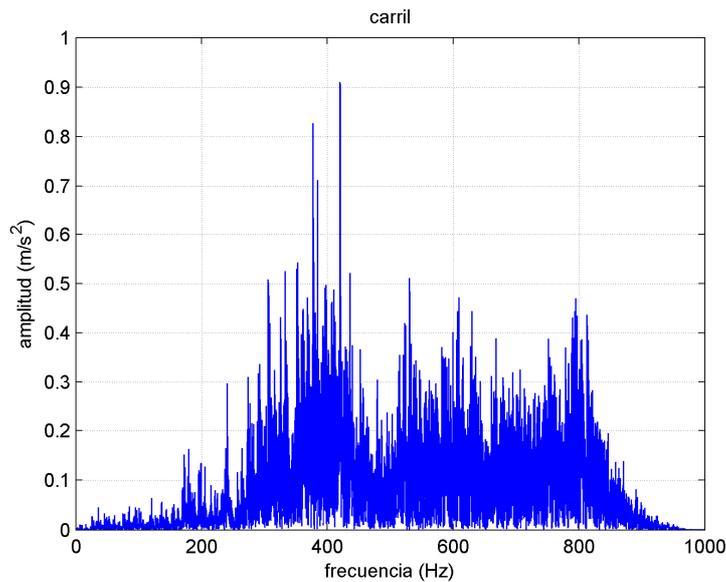


Fig. 67. Espectro de aceleraciones en el carril al paso de un tren

6.4.1 Vibración nodo-nodo del carril sobre las traviesas

Según la teoría de vigas de Navier-Bernoulli, la frecuencia nodo-nodo se puede estimar mediante la siguiente ecuación:

$$f_{pp} = \frac{\pi}{2d^2} \sqrt{\frac{EI}{m}} \quad (6.1)$$

que, con los valores de la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** (pág. 56), arroja una frecuencia de 832 Hz. En la Fig. 67, se puede percibir claramente esta frecuencia en torno a los 800 Hz. Sin embargo, en las aceleraciones en la traviesa mostradas en la Fig. 68 se observa que este pico se ha atenuado en mayor proporción que el resto de picos. Esto es así debido a que este modo de vibración tiene los nodos coincidiendo con las traviesas, por lo que éstas apenas son excitadas en esta frecuencia.

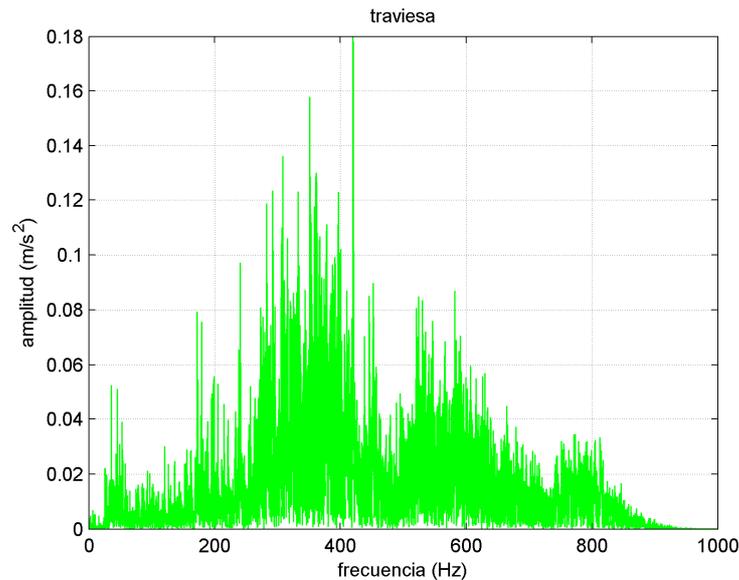


Fig. 68. Espectro de aceleraciones en la traviesa al paso de un tren

6.4.2 Vibración de los carriles sobre las placas de asiento

En este caso, la frecuencia se situaba en torno a los 300 Hz. Como en este modo el carril se supone vibrando sobre las placas de asiento, esta vibración se transmite con mayor facilidad a las traviesas. Comparando las Figs. 67 y 68 se puede comprobar cómo este rango de frecuencias, correspondiente a f_r , experimenta una atenuación mucho menor en relación a la que experimentaba f_{pp} . Sin embargo, en la Fig. 69, las amplitudes correspondientes a la banda de aparición de f_r han desaparecido casi por completo. Al no aparecer de forma clara estas frecuencias en las vibraciones experimentadas por el balasto, se puede pensar que esta frecuencia no coincide con ningún modo de vibración propio de las traviesas.

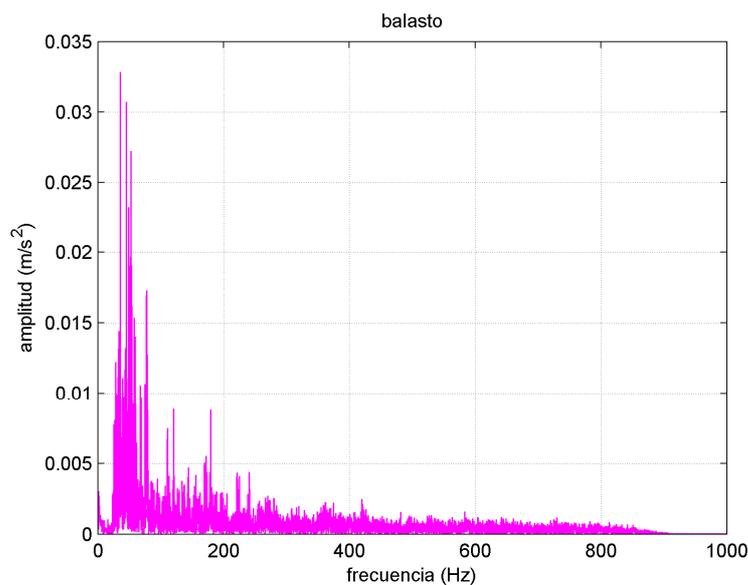


Fig. 69. Espectro de aceleraciones en el balasto al paso de un tren

6.4.3 Vibración de las traviesas sobre el balasto

Este modo de vibración, de frecuencia relativamente baja en comparación al resto de modos, se percibe con mayor claridad en el balasto (Fig. 69) y con suficiente claridad en la traviesa (Fig. 68). En las aceleraciones del carril, por el contrario, es prácticamente imperceptible. De hecho, la vibración de las traviesas sobre el balasto f_s es el principal modo de vibración que se transmite a través de este último. Por ello, se puede pensar que los picos situados en la banda de 20-30 Hz están asociados con modos de vibración de las traviesas.

Así pues, el hecho de que unos modos de vibración se manifiesten con mayor claridad en unos elementos de la vía más que en otros da pie a pensar que dichos modos de vibración están asociados a dichos elementos, y que dicha asociación se corresponde con la expuesta en la sección 6.4.

6.5 Identificación de datos anómalos y otras vibraciones

6.5.1 Identificación de datos anómalos

En este apartado se estudia la posibilidad que existe, en el método de auscultación planteado, de detectar datos anómalos registrados. Durante el análisis de datos registrados en las pruebas, se ha observado en el diagrama de aceleraciones en función del tiempo correspondiente al último viaje entre Fuente del Jarro y Paterna un pico un tanto extraño. La magnitud del pico es de -500 m/s^2 cuando el tren circulaba a apenas 10 km/h, ya que estaba saliendo en ese momento de la estación. Dicho pico no ha aparecido en ningún otro de los viajes realizados entre ambas estaciones, y de una inspección visual a la zona se ha comprobado que no existe ningún defecto que pueda ocasionar un pico de tal magnitud en las aceleraciones.

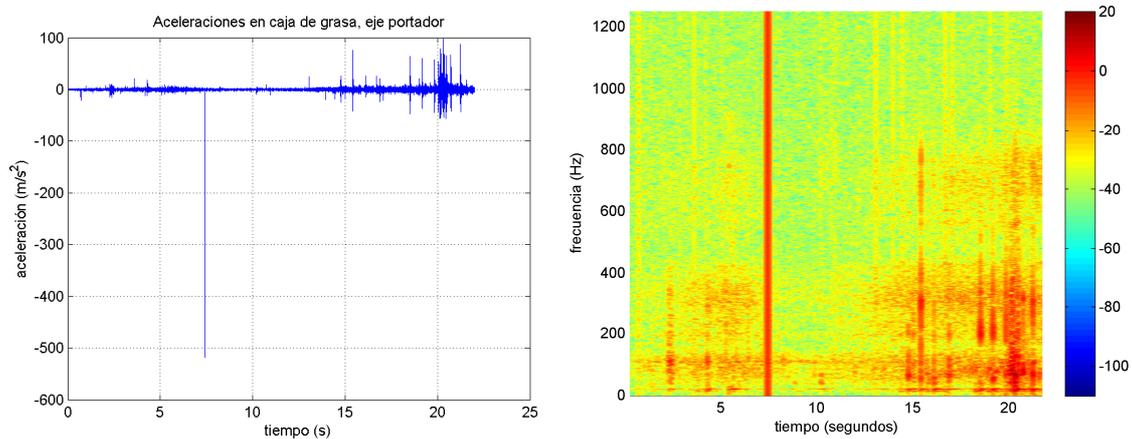


Fig. 70. Aceleraciones en función del tiempo y espectrograma de dichas aceleraciones. Obsérvese la apariencia en el espectrograma del pico en $t = 7,5 \text{ s}$.

Al obtener el espectrograma de dicho fragmento de señal según los parámetros anteriormente empleados, se obtiene el resultado de la Fig. 70. La apariencia de dicho pico en el espectrograma, en $t = 7,5 \text{ s}$, resulta ser una línea recta con anchura y amplitud constantes que se extiende a lo largo de toda la banda de frecuencia analizada. En comparación la apariencia del resto de defectos y puntos singulares analizados en apartados anteriores, la apariencia de este pico resulta un tanto “artificial”, por lo que puede considerarse como dato anómalo. Así, mediante el

análisis del espectrograma, un pico del que a simple vista no se puede determinar si su origen es o no un defecto de la vía, es posible su detección como dato anómalo.

6.5.2 Amplificación de vibraciones en las curvas

Hasta ahora, los espectrogramas mostrados correspondían con tramos rectos de vía o con curvas de radio relativamente amplio (250-300 m). Sin embargo en curvas cuyo radio se aproxima o se sitúa por debajo de los 100 m, la conicidad de la rueda resulta insuficiente para hacer girar el vehículo, produciéndose de forma inevitable el contacto de la pestaña de la rueda con el carril exterior. Este contacto constituye una fuente de excitación que afecta a los diferentes modos de vibración de la vía. Las excitaciones se producen fundamentalmente en sentido transversal, pero una parte importante se acopla con las vibraciones verticales.

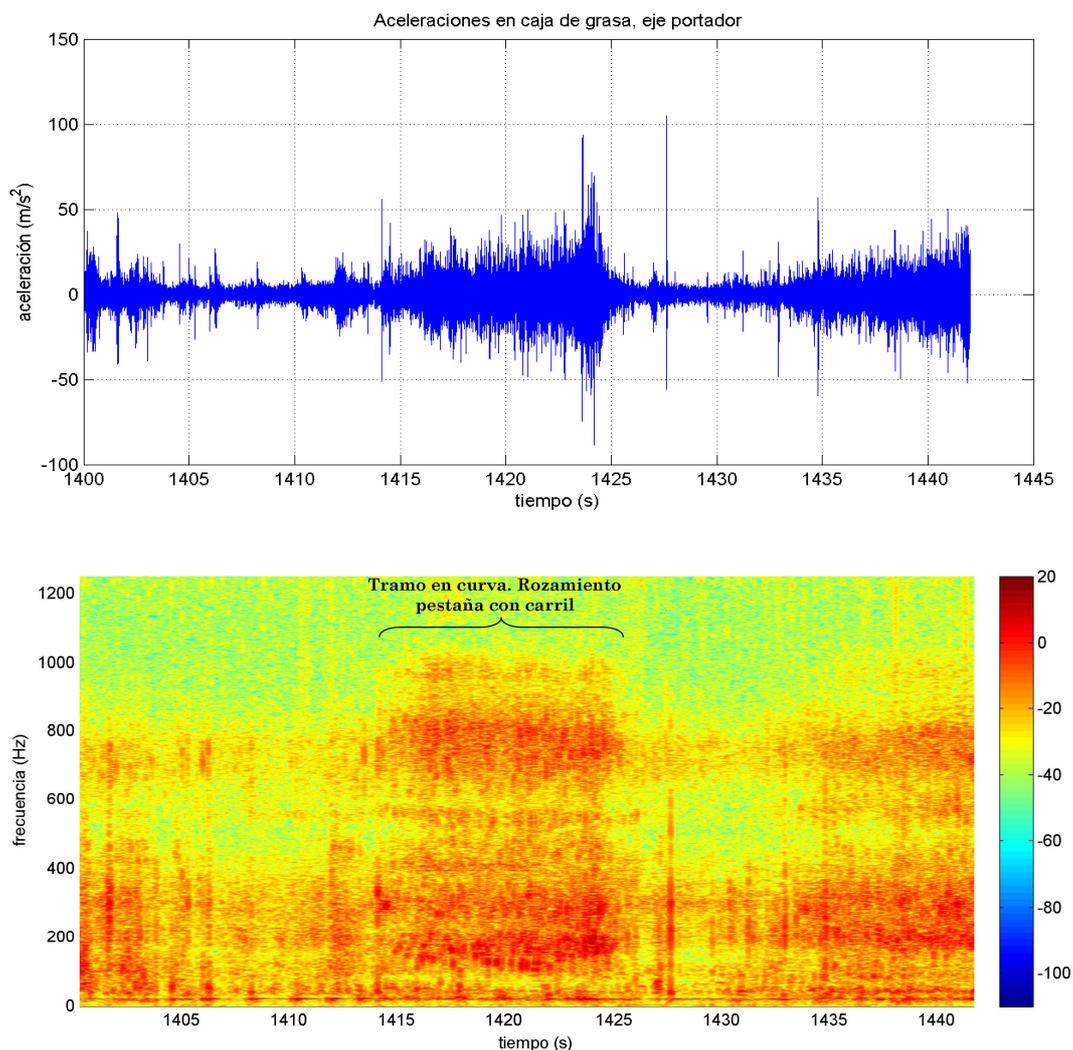


Fig. 71. Aceleraciones en función del tiempo y espectrograma de dichas aceleraciones. Tramo en curva entre las estaciones de Jesús y Patraix

Así, la Fig. 71 muestra un tramo con una curva pronunciada entre las estaciones de Jesús y Patraix. Se observa cómo todas las bandas de los modos de vibración descritos en el epígrafe 1.1 se ensanchan y amplifican. Además, aparecen vibraciones en las bandas de 800-1000 Hz y 400-600 Hz, motivadas probablemente por modos de vibración en dirección transversal. A fin de caracterizar dichos

modos, sería necesario realizar un análisis modal de la vía en dirección transversal. Si bien este tema queda fuera del ámbito de la tesis, debido a su importancia se anota como futura línea de investigación.

También se aprecia un aumento de las amplitudes en la banda propia del modo de vibración P2, lo que corrobora el hecho de la predisposición a aparición de desgaste ondulatorio en las curvas debido a la fricción diferencial entre las ruedas exteriores e interiores [26-28, 56]. Este fenómeno, que no puede ser considerado como anomalía, salvo cuando da lugar al desgaste ondulatorio, dificulta la percepción de otros defectos puntuales que se encuentren en la misma curva, tales como juntas o soldaduras defectuosas, debido al solape entre ambas fuentes vibratorias.

7. Optimización de los parámetros para la representación de los espectrogramas

En el capítulo anterior se han mostrado los diferentes patrones de vibraciones que se pueden encontrar en los espectrogramas y su relación con defectos, puntos singulares y modos de vibración de la vía. Esto se ha hecho con los parámetros del espectrograma (tipo y longitud de la ventana, solape y número de puntos de la TDF) ya optimizados, de forma que dichos patrones pueden detectarse y distinguirse. En este capítulo se explica el proceso llevado a cabo y la influencia de cada parámetro en la apariencia final, de forma análoga a como se ha hecho en el capítulo 3.

Una de las mayores complejidades que entraña esta tesis es, precisamente, la identificación de patrones de vibraciones y la optimización de los parámetros del espectrograma, que deben realizarse simultáneamente. Dicho de otra manera, se pretende ajustar unos parámetros para poder ver algo que *a priori* se desconoce. Por ejemplo, en el caso de querer hacer una fotografía a una persona, el fotógrafo ajustará todos los parámetros de la cámara (enfoque de la lente, zoom, velocidad de apertura del diafragma, exposición, etc.) para que la fotografía salga lo mejor posible. Sin embargo, en este caso se sabe de antemano que en la foto va a aparecer la persona y el fondo sobre el que está posando. En nuestro caso, se intenta “enfocar una imagen” de la cual se desconoce su contenido, o como mucho se dispone de tan sólo meras nociones.

Así, conforme se iban ajustando los parámetros de los espectrogramas, se iban detectando y clasificando los distintos patrones. Para conseguir esto ha sido de vital importancia las grabaciones de vídeo del contacto rueda-carril realizadas durante los diversos trayectos entre Paterna y Fuente del Jarro y viceversa. Dichas grabaciones han permitido relacionar cada patrón del espectrograma con su respectiva singularidad existente en la vía. El proceso seguido puede resumirse en el diagrama de flujo de la Fig. 72. Dicho diagrama se ha empleado con cada tipo de ventana analizada.

En el diagrama no se ha tenido en cuenta las limitaciones de la capacidad computacional del ordenador. En la práctica, los registros de aceleraciones se han troceado en tramos de 20 segundos, más 2 segundos de solape, para posibilitar el análisis con el programa de cálculo. Sobre estas señales de 22 segundos de duración se han realizado los respectivos espectrogramas. Dicho solape es aconsejable incluirlo para evitar que algún defecto quede partido por la mitad y no sea apreciado correctamente.

También cabe resaltar que el refinamiento de los valores de los parámetros se ha hecho de forma empírica, es decir, valorando la apariencia del espectrograma en el monitor de forma que los diferentes patrones puedan reconocerse en una inspección visual. En caso de aplicar esta herramienta para la detección automática de patrones mediante técnicas de procesamiento digital de imágenes, habría que modificar los criterios de optimización, pudiendo variar los valores óptimos. Esta tarea se deja para futuros desarrollos.

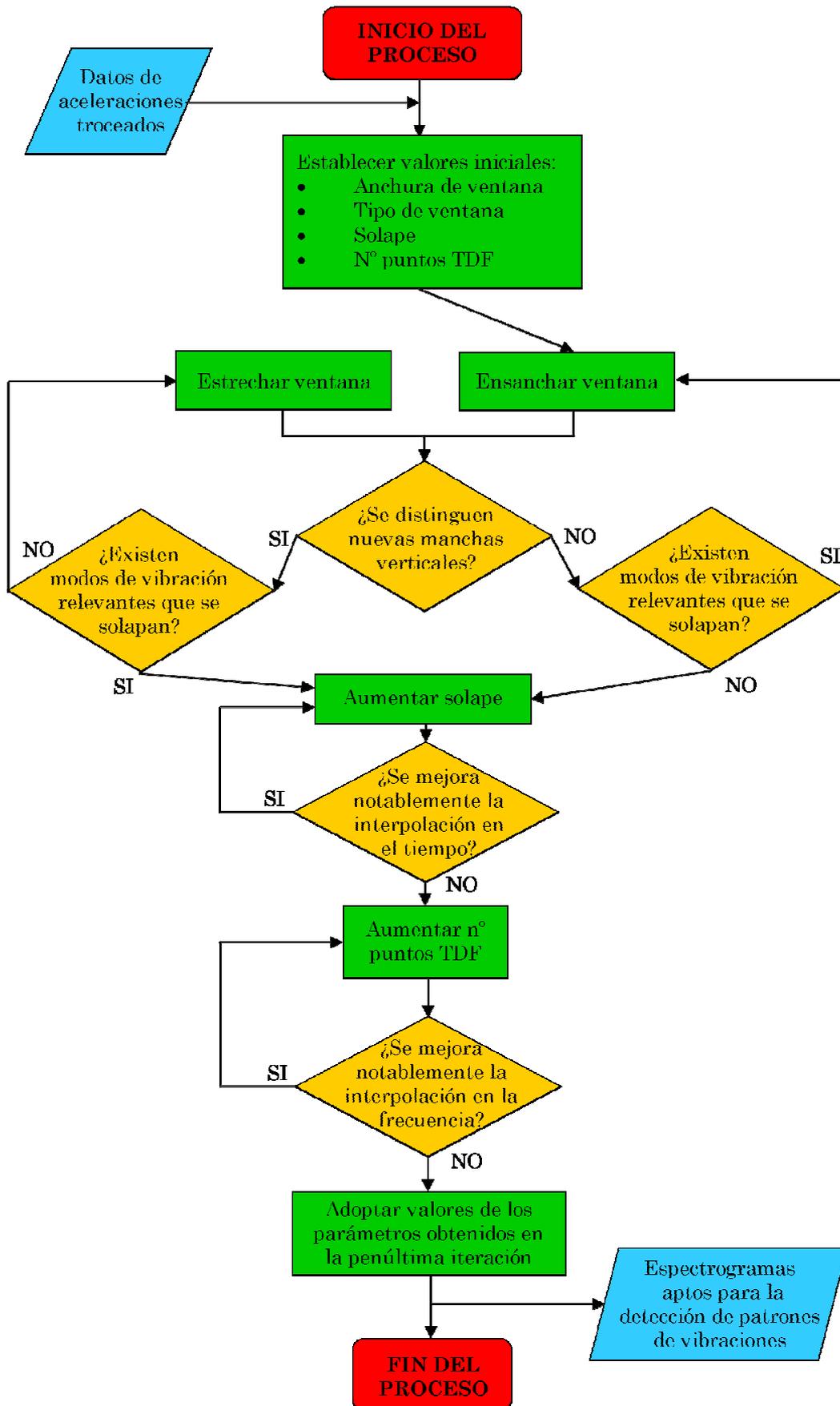


Fig. 72. Diagrama de flujo que muestra el proceso de optimización de los parámetros del espectrograma

7.1 Variación de la longitud de la ventana

Tal como se ha comentado en la sección 4.3.1, para ventanas anchas se tiene mayor resolución en frecuencia, mientras que para ventanas más estrechas se tiene en el tiempo. Como ejemplo de ventana más ancha, la Fig. 73 muestra el mismo espectrograma de la Fig. 59, pero con un ancho de ventana de 5000 muestras (2 s), es decir, 4 veces mayor. El solape entre ventanas se ha mantenido igual al 95%. En este caso, las soldaduras de los carriles no se aprecian y la plastificación del carril se confunde con el propio cruzamiento.

Por su parte, la Fig. 74 muestra de nuevo el mismo espectrograma de la Fig. 59, pero esta vez con un ancho de ventana de 250 muestras (0,1 s). En este caso, los defectos puntuales se identifican exactamente en su posición, pero f_{ep} y f_s no pueden distinguirse, apareciendo como una única banda. Para comprobar que, efectivamente, en el caso de las ventanas de anchura 5000 y 1250 muestras sí que se distinguen f_{ep} y f_s , mientras que con ventanas de 250 no es posible su distinción, en la Fig. 75 se representa el mismo espectrograma ampliado a la frecuencia de 0 a 50 Hz para los tres tipos de ventana.

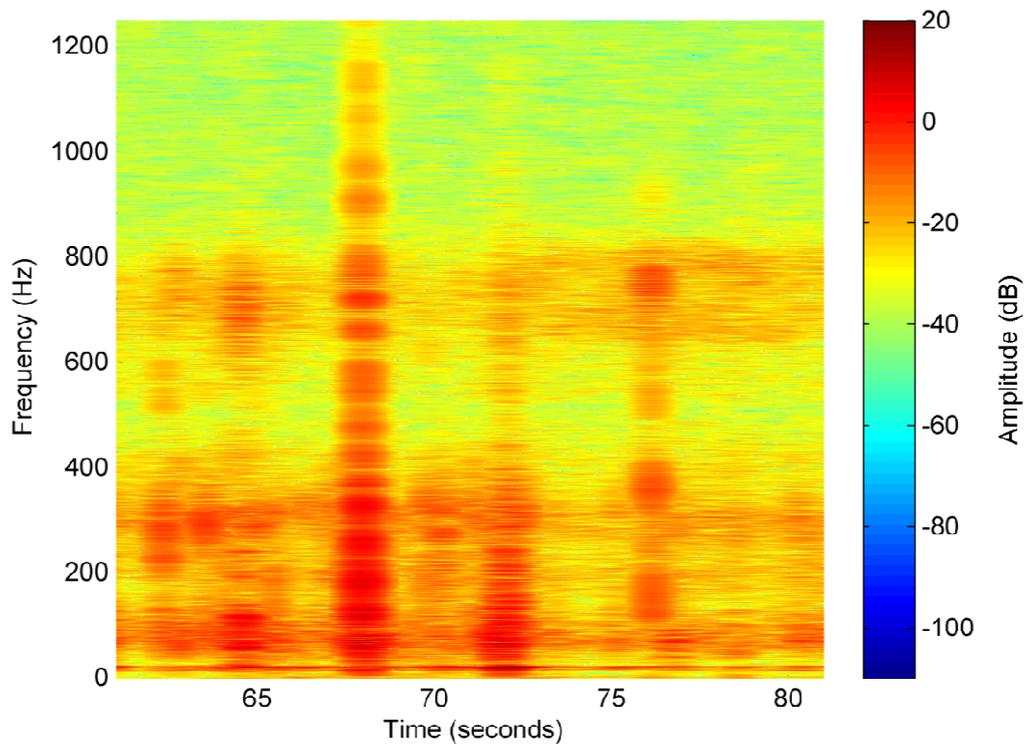


Fig. 73. Mismo espectrograma que el de la Fig. 59, pero con un ancho de ventana de 5000 muestras (2 segundos)

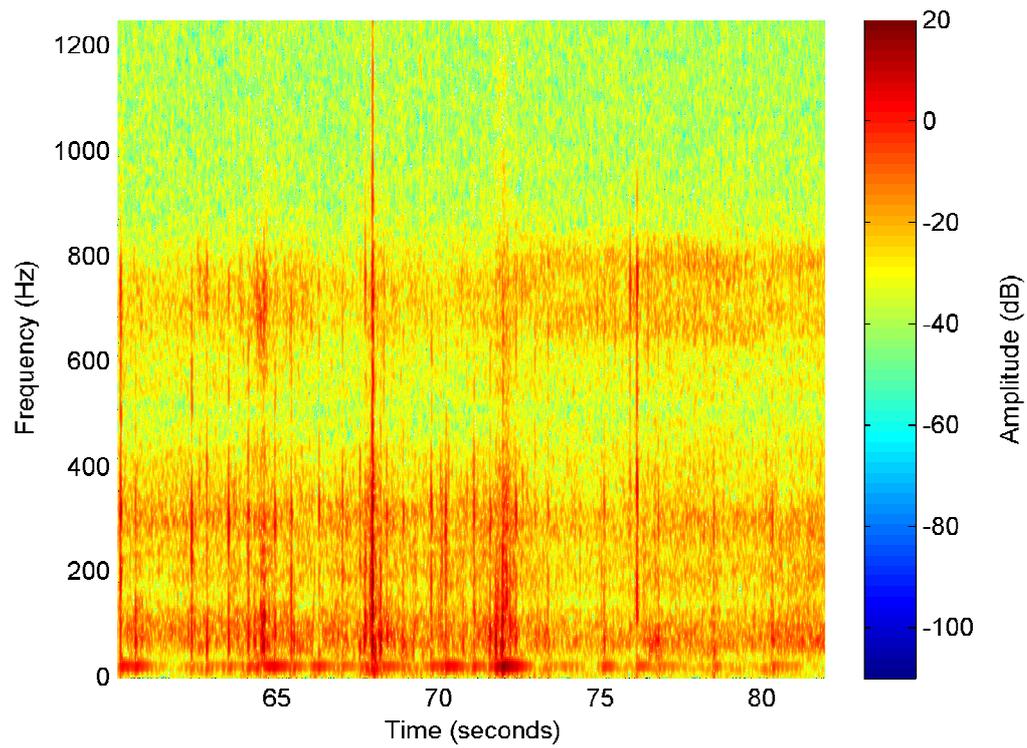


Fig. 74. Mismo espectrograma que el de la Fig. 59, pero con un ancho de ventana de 250 muestras (0,1 segundos)

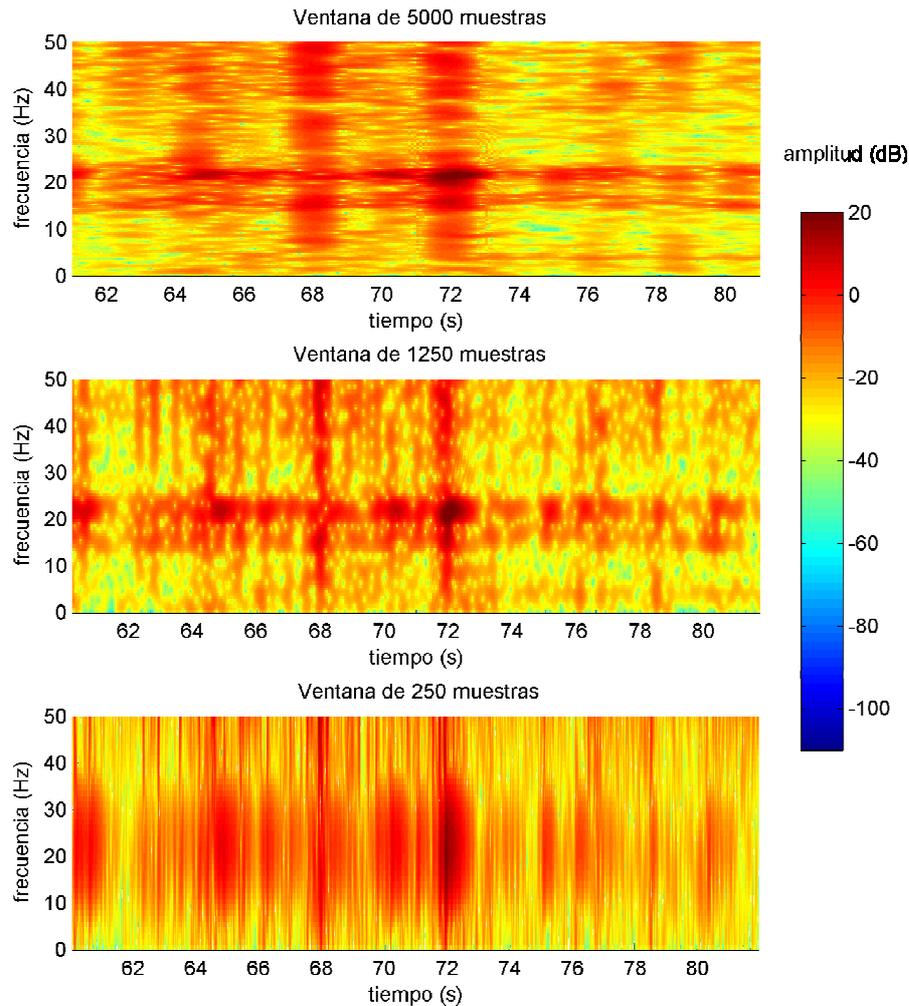


Fig. 75. Ampliación a la banda de 0-50 Hz de las Figs. Fig. 73, Fig. 59 y Fig. 74, respectivamente (de arriba a abajo). Se observa cómo en el último caso las dos bandas se solapan.

7.2 Selección del tipo de ventana

Para observar la diferencia entre tipos de ventana, la Fig. 76 muestra de nuevo el espectrograma de la Fig. 59, obtenido entonces con ventanas tipo Hanning, pero ahora con ventanas rectangulares. En este caso, la resolución en el tiempo disminuye debido a que las ventanas rectangulares tienen amplitud constante en toda su longitud, mientras que las ventanas Hanning reducen su amplitud hasta valores prácticamente nulos en sus extremos. Esto provoca que la longitud práctica de la ventana Hanning sea menor, aumentando la resolución temporal. Por el contrario, las ventanas rectangulares tampoco mejoran considerablemente la resolución en frecuencia y muestran un color de fondo más amarillento-anaranjado, lo que indica un mayor nivel de lóbulos secundarios, si bien estas diferencias no son significativas.

Si ahora se compara el espectrograma de la Fig. 59 con el mismo obtenido con una ventana rectangular de la mitad de longitud (Fig. 77), las diferencias son prácticamente inapreciables. En la práctica se ha elegido la ventana Hanning por su mayor eficiencia computacional, ya que se consigue mayor precisión en el tiempo con ventanas más anchas, necesitando un menor número de ventanas para cubrir

un mismo periodo de tiempo en comparación con la ventana rectangular y por lo tanto el número de TDFs para calcular es menor. Todo ello sin perjuicio de la resolución en frecuencia. Además, la apariencia de los patrones de vibración es más suave, lo que favorece la interpretación del espectrograma.

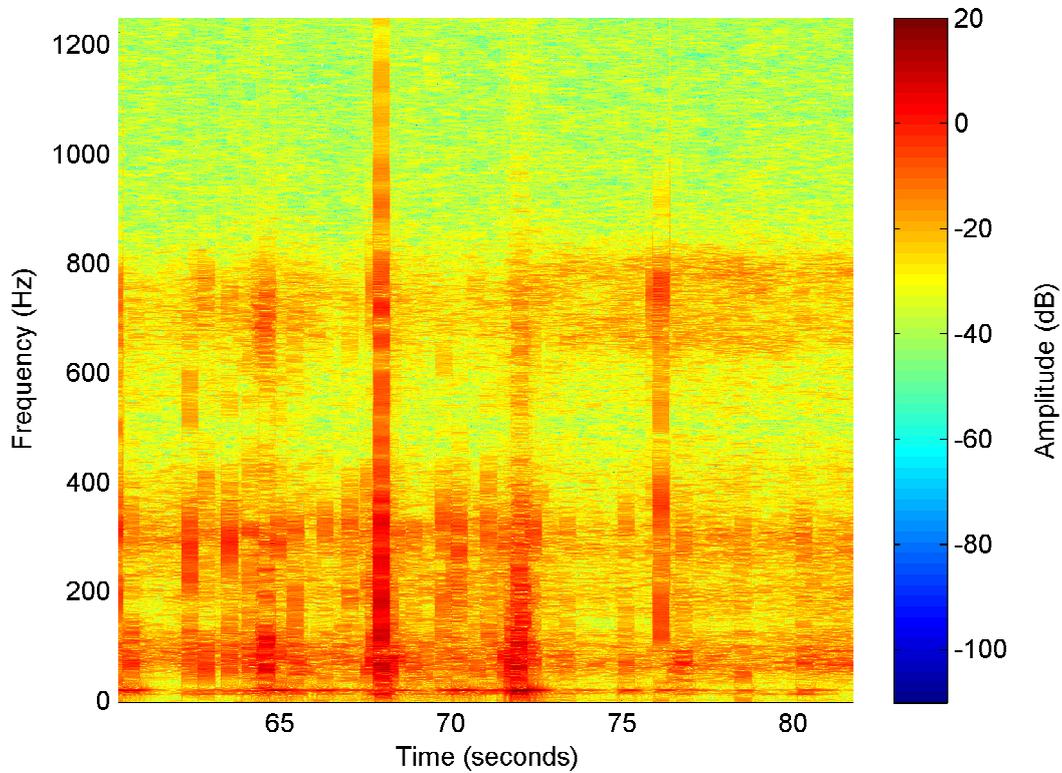


Fig. 76. Espectrograma de la Fig. 59 obtenido ahora con ventanas rectangulares

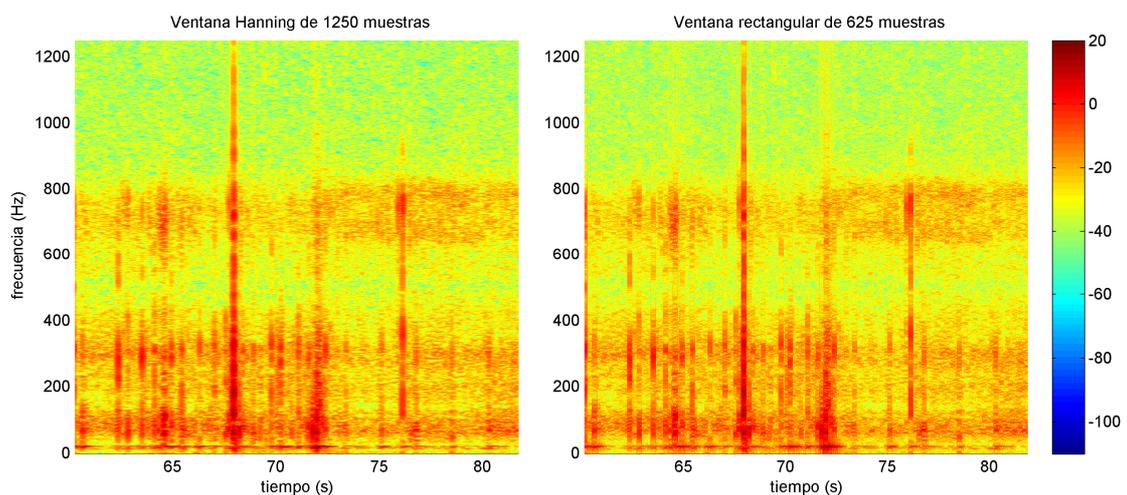


Fig. 77. Comparación de espectrogramas obtenidos con ventana Hanning de 1250 muestras y ventana rectangular de 625 muestras

7.3 Variación del solape entre ventanas

Como se ha visto en el apartado 4.3.3, el solape introduce un mayor número de ventanas por unidad de tiempo, mejorando la interpolación en esta dimensión. Sin embargo, puede que, debido a la corta longitud de las ventanas, el número de ventanas por unidad de tiempo sea tan elevado que incrementar el solape no mejore el aspecto del espectrograma.

El espectrograma de la Fig. 59 se ha obtenido con un solape de 1200 muestras, un 95% de la longitud de la ventana. En la Fig. 78 se muestra el mismo espectrograma variando el solape entre ventanas sucesivas de manera análoga a como se ha hecho en la Fig. 37, pero adoptando los siguientes solapes: 10%, 50%, 67% y 90%. Se observa que incluso entre un solape del 67% y uno del 90% existen diferencias apreciables, y solo a partir de un solape del 50% comienzan a apreciarse los defectos y puntos singulares comentados en la sección 1.1. Entre un solape del 90% y uno del 95% apenas existen diferencias, como se puede comprobar comparando la Fig. 59 con la Fig. 78d.

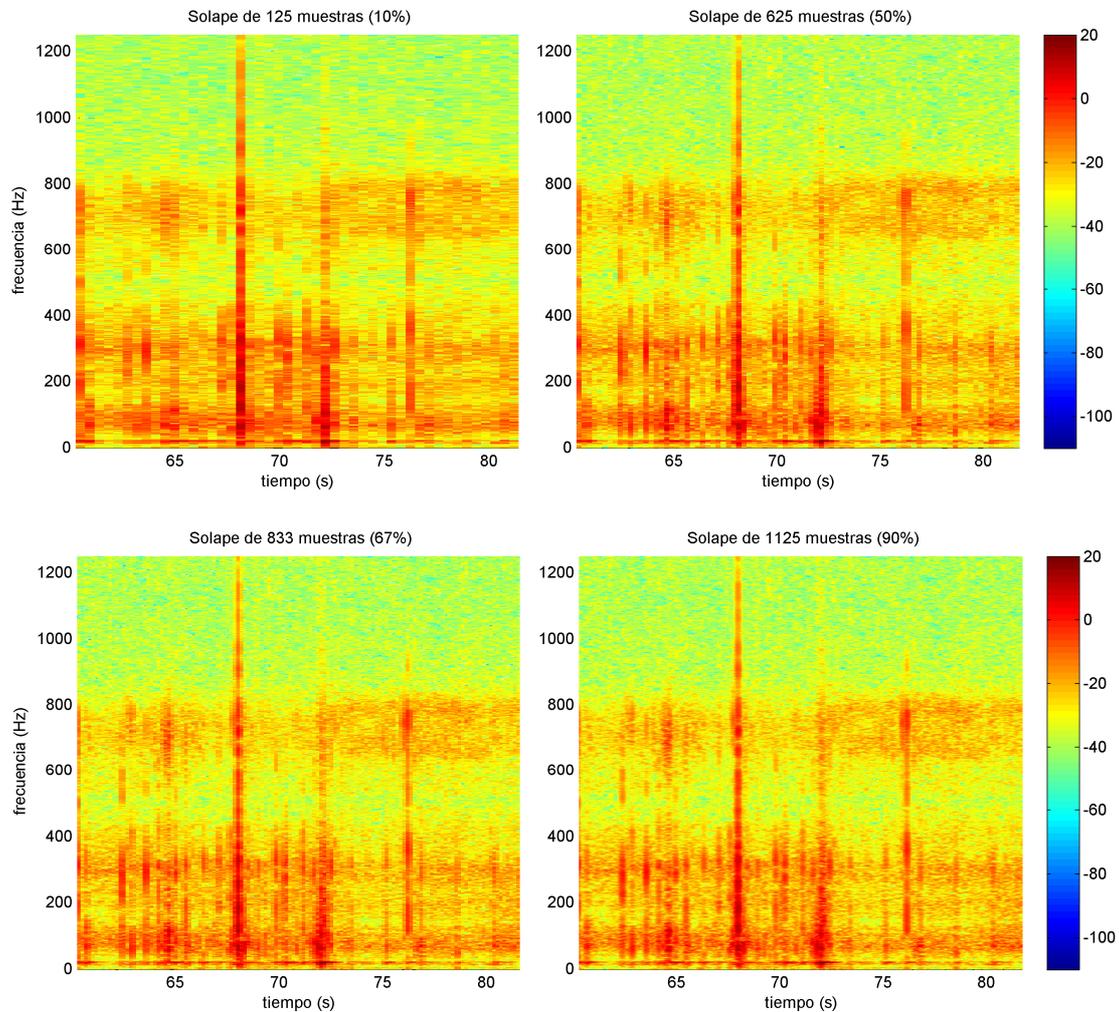


Fig. 78. Efecto de la variación del solape entre ventanas sucesivas en el espectrograma de la Fig. 59.

7.4 Determinación del número de puntos de la TDF

Al igual que la interpolación en el tiempo se mejora con el aumento del solape, la interpolación en la frecuencia se mejora aumentando el número de puntos con los que se calcula la TDF mediante la adición de ceros tras el vector de datos, cuya longitud viene dada por la anchura de la ventana. De este modo, la Fig. 79 muestra la banda de 0 a 50 Hz del espectrograma de la Fig. 59 para diferentes valores de L^o , en concreto 1250 puntos (el propio ancho de la ventana), 2048 puntos (2^{11}) y 4096 puntos (2^{12}). Interesa que el número de puntos de la TDF sea potencia de 2 para disminuir el número de operaciones necesarias para su cálculo, reduciendo así el coste computacional.

Como se aprecia en el espectrograma obtenido con 1250 puntos, las frecuencias f_{ep} y f_s apenas se distinguen una de la otra. Conforme aumenta el número de puntos, la diferencia se hace más evidente. En principio, con un número de puntos de 2048 se obtiene suficiente interpolación en frecuencia, aunque es preferible calcular las TDF con 4096 puntos siempre que la capacidad computacional lo permita. A partir de este valor, la mejora de la apariencia del espectrograma no es significativa.

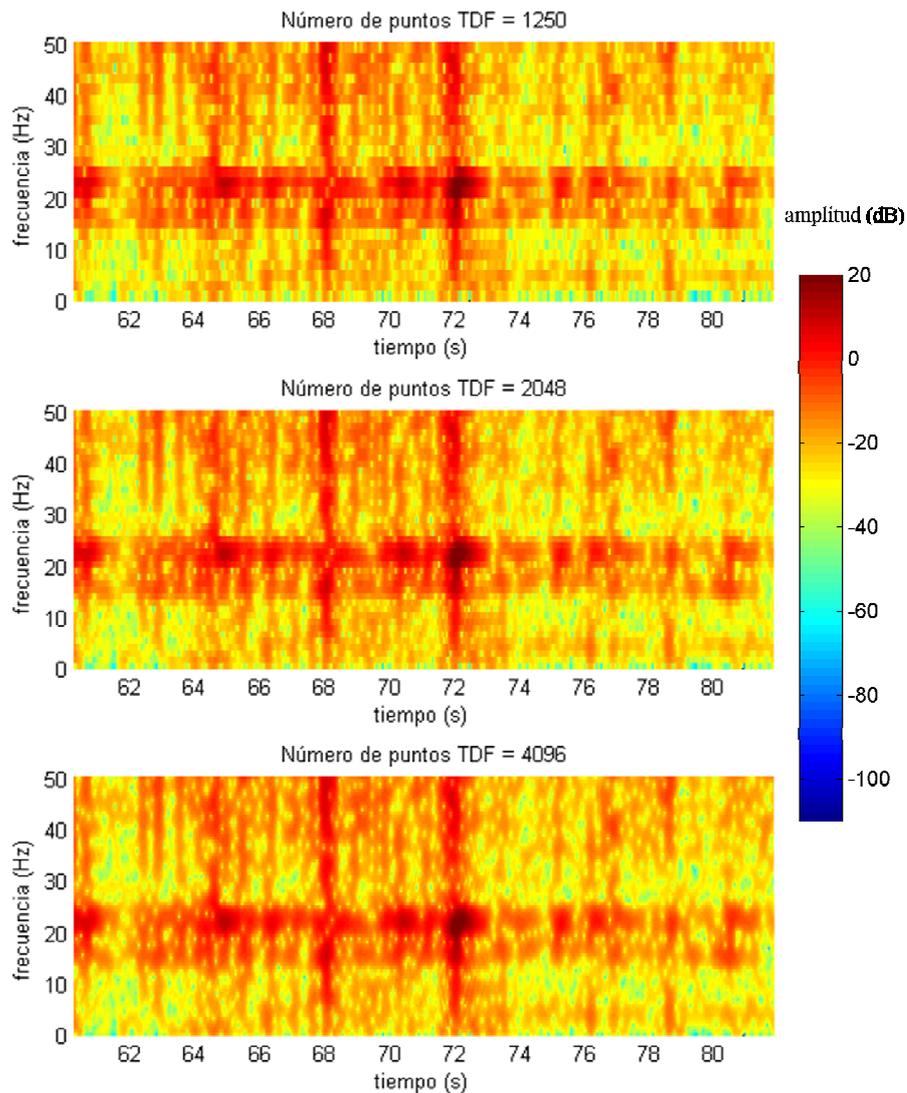


Fig. 79. Efecto de la variación del número de puntos de la TDF en el espectrograma de la Fig. 59. Ampliación a la banda 0-50 Hz.

7.5 Consideraciones finales sobre la determinación de los parámetros óptimos

En vista de los resultados de los análisis expuestos en este capítulo, se recomienda emplear para la representación de las aceleraciones en caja de grasa muestreadas a 2500 Hz con un filtro anti-solapamiento a 1000 Hz en los espectrogramas los siguientes valores:

- Ventana Hanning de $L = 1250$ muestras (0,5 segundos)
- Solape mínimo de $s = 1125$ muestras
- Número mínimo de puntos de la TDF $L^o = 2^{11} = 2048$, aunque es más recomendable que sea superior a $2^{12} = 4096$ puntos.

En realidad, se ha observado que la anchura óptima de las ventanas está entre 833 muestras (0,33 segundos) y 1250 muestras (0,5 segundos). Se ha elegido este último valor porque se necesita un menor número de ventanas para cubrir el mismo periodo de tiempo, reduciéndose así el tiempo de cálculo necesario para la obtención de los espectrogramas. Ventanas más anchas no permiten distinguir singularidades débilmente perceptibles como son las soldaduras, mientras que ventanas más estrechas tampoco permiten distinguir algunos modos de vibración, como es el caso de la excitación paramétrica f_{ep} y la vibración de las traviesas sobre el balasto f_s .

El tipo de ventana es un aspecto algo más arbitrario, pudiéndose emplear ventanas rectangulares. Sin embargo, en caso de emplear este tipo de ventanas sería necesario estrechar la anchura de las ventanas, adoptando valores del entorno de los 0,3 s. Cualitativamente, los espectrogramas con ventanas Hanning ofrecen un aspecto más suavizado, mientras que las ventanas rectangulares ofrecen una apariencia más “cuadriculada” o “pixleada”

Con el tipo de ventana y rango de anchuras propuesto, es necesario un solape mínimo entre ventanas del 90% de su anchura para obtener una interpolación suficiente como para poder identificar las singularidades anteriormente mencionadas. Análogamente, se recomienda calcular las respectivas TDF de las ventanas con un mínimo de puntos de $2^{11} = 2048$, a fin de poder distinguir las frecuencias a las que se ha hecho referencia en apartados previos.

Por último, cabe recordar que estos valores se han obtenido para unas aceleraciones filtradas y muestreadas a determinadas frecuencias, de acuerdo al contenido frecuencial observado en dichas señales. Para otras frecuencias de muestreo y/o filtrado, podría ser necesario modificar los valores de dichos parámetros, debiendo ejecutar el análisis pertinente.

8. Comparación con otros métodos de auscultación dinámica

Con el fin de hacer patente los aspectos novedosos y ventajosos que ofrece el método de registro y análisis propuesto en esta tesis, en este capítulo se exponen otros métodos de auscultación dinámica empleados hasta la fecha y se comparan con el propuesto. En ningún momento se pretende descalificar ni menospreciar los métodos aquí comentados, que en su día fueron objeto de grandes avances y aportaciones a la auscultación y mantenimiento de las vías férreas. El objetivo que se persigue se limita a hacer más palpable las contribuciones que hace esta tesis a dicho campo.

El método que principalmente se comenta se emplea hoy en día en España, y se ha elegido por la información disponible y la facilidad de comparación. Dicho método es el empleado por Adif-Ineco para la auscultación de líneas de Alta Velocidad y líneas convencionales de altas prestaciones (aptas para circular a 200 km/h). También pretendía analizarse el método de registro que emplea cierto grupo de investigación, basado en el registro directo de la señal, sin filtrar, pero finalmente no ha sido posible.

8.1 Método Adif-Ineco

8.1.1 Descripción

El Administrador de Infraestructuras Ferroviarias (Adif), en colaboración con la empresa consultora especializada en ingeniería ferroviaria Ineco-Tifsa, son los encargados de la supervisión del mantenimiento y la auscultación de las vías férreas de la Red Ferroviaria de Interés General del Estado (RFIG). Dicha red se compone, entre otros tramos, de todas las líneas de alta velocidad en explotación actual (construidas en ancho estándar de 1.435 mm) y de las líneas de ancho Renfe (ancho de vía 1.668 mm) adaptadas para circular a velocidades de 200 km/h. Dichas líneas, debido a las altas prestaciones que deben ofrecer, están sometidas a un proceso de auscultación dinámica, complementario a la auscultación geométrica que se viene realizando tradicionalmente en la red ferroviaria española.

Dicho proceso se realiza mediante trenes especiales [57] que llevan instalados, entre otros equipos, acelerómetros en distintas partes del vehículo, más su correspondiente equipo de registro de datos. Centrándonos en las aceleraciones verticales medidas en caja de grasa, a éstas se les aplica un filtro anti-solapamiento de 40 Hz para posteriormente muestrearlas a 200 Hz. El análisis de las señales se realiza únicamente en el dominio del tiempo, atendiendo al valor pico de dichas aceleraciones. Según el valor que toman en cada instante, se clasifican según se muestra en la Tabla 4.

Los valores umbrales se establecen en base a la experiencia de los responsables del mantenimiento. Una vez auscultada la vía, se detectan en el gráfico los puntos cuyas magnitudes son apreciablemente mayores que el resto y que son susceptibles de considerarse como defectos. Tras una inspección visual y, en base a la experiencia acumulada, se clasifica cada defecto según su gravedad e inmediatez en la necesidad de reparación. Una vez clasificados los defectos en diferentes categorías, se observa el valor que han obtenido en la magnitud medida (en nuestro

caso, aceleraciones verticales en caja de grasa). A partir de estos valores, se determinan los umbrales de las diferentes categorías en que se ha dividido todo el rango de aceleraciones.

En el caso del método de Adif-Ineco, el rango de aceleraciones se divide en cuatro niveles, a saber:

- Correcto: los niveles de aceleraciones están dentro de los valores habituales. No se percibe ningún defecto de magnitud destacable. El rango es de 0 a 30 m/s².
- Control intenso: corresponde a los defectos de carácter leve, cuya evolución debe observarse, por si devinieran en un defecto de mayor magnitud en auscultaciones posteriores. El rango abarca de los 30 a los 50 m/s².
- Actuación programada: engloba a aquellos defectos cuya reparación debe programarse para ser tenida en cuenta en el plan de mantenimiento y proceder a su reparación. El rango se extiende entre los 50 y los 70 m/s².
- Actuación urgente: son aquellos defectos que, debido a su magnitud, suponen un riesgo para la circulación y cuya reparación no puede esperar a la próxima campaña de trabajos de mantenimiento, debiéndose reparar de inmediato. Dichos defectos arrojan un valor de aceleración pico superior a los 70 m/s².

Rango de aceleraciones (m/s ²)	Clasificación	Descripción
0-30	Correcto	Sin defectos significativos
30-50	Control intenso	Debe observarse la evolución del defecto
50-70	Actuación programada	La reparación de dicho defecto debe programarse para la siguiente campaña de mantenimiento de vía
> 70	Actuación urgente	El defecto debe repararse de inmediato

Tabla 4. Valores umbrales de las aceleraciones verticales en caja de grasa para la auscultación según el método de Adif-Ineco

8.1.2 Comparación y crítica

En primer lugar, si nos fijamos en la frecuencia de filtrado y la de muestreo, 40/200 Hz, resulta que, según la ecuación $f = V/\lambda$ (), para una velocidad de 300 km/h, la mínima longitud de onda que es posible analizar es de unos 2 metros, longitud comparable con el empate (distancia entre ejes) de los bogies. Esto significa que todos los puntos singulares y defectos de longitud de onda menores son desestimados o su amplitud es reducida considerablemente por efecto del filtro.

En términos de frecuencia, la Fig. 48 pone de manifiesto el ancho de banda en el que se extiende el contenido frecuencial de las aceleraciones registradas en caja de grasa, que cubre el rango de 0-1000 Hz, todo ello para una explotación tipo metro en la que se circula por debajo de los 80 km/h. Para una explotación de alta velocidad, en que prácticamente se cuadruplican las velocidades, es esperable encontrar un ancho de banda mayor. Sin embargo, el método de auscultación de Adif-Ineco atenúa las frecuencias en la banda de 40-100 Hz, y directamente imposibilita ver cualquier frecuencia por encima de los 100 Hz lo que supone, a

nuestro juicio, una pérdida de información considerable, lo que conduce a un pobre aprovechamiento de la señal registrada.

En segundo lugar, el hecho de que el análisis se realice únicamente en el dominio del tiempo impide conocer las causas que originan la excitación. En efecto, en el gráfico de aceleraciones en función del tiempo, se pueden detectar diferentes picos y, mediante localización por GPS, odómetro o instrumento similar, se permite su localización en la vía. Sin embargo, sin el contenido en frecuencia de ese pico no es posible determinar si dicha perturbación es causada por una soldadura en mal estado, una junta encolada, un blandón, etc.

Con objeto de mostrar la pérdida significativa de información que supone filtrar las aceleraciones en caja de grasa a 40 Hz, la Fig. 80 muestra el diagrama de aceleraciones en función del tiempo medidos entre las estaciones de Paterna y Fuente del Jarro para tres métodos de muestreo: 5/15 kHz, 1/2,5 kHz y 40/200 Hz. Para obtener esta figura, se han tomado las aceleraciones filtradas y muestreadas originalmente a 5/15 kHz y se han vuelto a filtrar, ya digitalmente, y submuestrear a 1/2,5 kHz por una parte y por otra a 40/200 Hz.

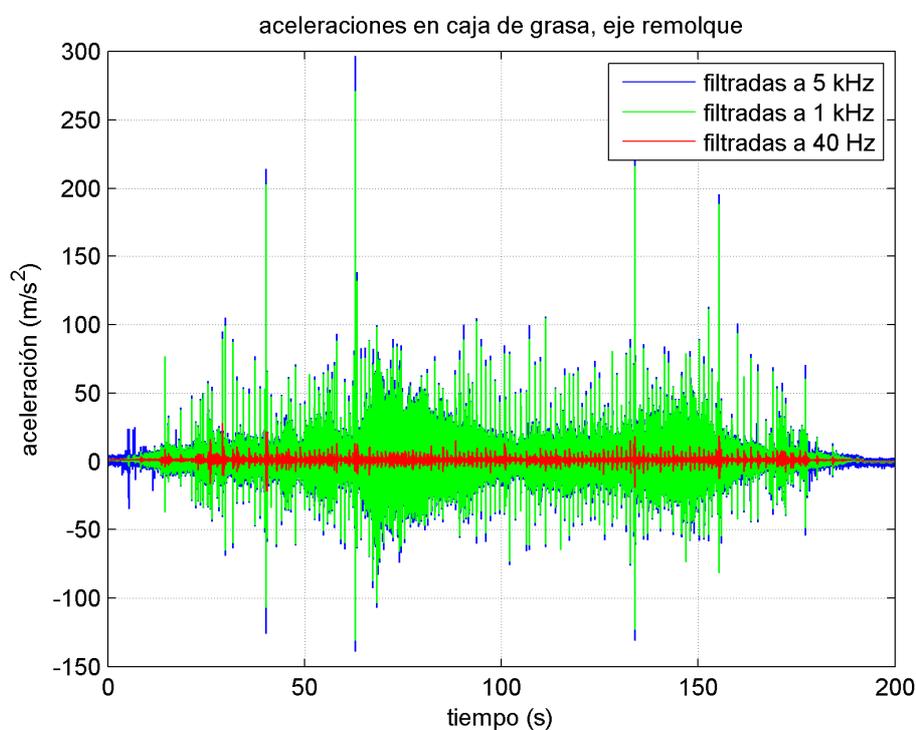


Fig. 80. Aceleraciones verticales en caja de grasa registradas a 5/15 kHz (azul) y posteriormente filtradas y submuestreadas a 1/2,5 kHz (verde) y 40/200 Hz (rojo), respectivamente. Tramo Paterna – Fuente del Jarro.

Se observa en primer lugar que la diferencia entre el filtro a 5 kHz y a 1 kHz es relativamente pequeña, con una leve atenuación de los picos máximos que en ningún caso impide la correcta identificación del tipo de singularidad o defecto que lo crea. Esto concuerda con lo mostrado en las Fig. 48 y Fig. 49, donde se observaba que la mayor parte de la información se encontraba por debajo de los 1000 Hz, de forma que al eliminar del análisis la banda de 1-5 kHz prácticamente no se pierde información. Sin embargo, se observa cómo la señal filtrada a 40 Hz está atenuada en grandes proporciones. En este sentido, cabe destacar que la amplitud filtrada de los picos no es proporcional a su amplitud original, sino que, mientras los picos que proceden de fuentes de excitación con frecuencias inferiores a los 40 Hz

permanecen prácticamente inalterados, aquellos procedentes de fuentes vibratorias cuyas frecuencias son muy superiores a dichos 40 Hz son eliminados casi por completo.

Si ahora se procede a obtener un espectrograma con los parámetros de muestreo de Adif-Ineco, el resultado es el de la Fig. 81, que muestra el mismo tramo de vía que el espectrograma de la Fig. 59. Como puede comprobarse, en lo que respecta a defectos de corta duración en el tiempo y puntos singulares, ni las soldaduras ni las juntas encoladas pueden distinguirse entre ellas ni entre otros defectos, y tampoco puede distinguirse el cruzamiento que contiene la plastificación en la punta del corazón del que no la tiene. En lo referente a los modos de vibración, aunque en este caso sí que pueden distinguirse f_{ep} y f_s adoptando unos valores adecuados para los parámetros que definen el espectrograma, el resto de frecuencias, f_r y f_{pp} , no podrían detectarse por encontrarse fuera del ancho de banda considerado. El modo de vibración f_{P2} se situaría en el límite de la banda de frecuencias muestreada, pero la acción del filtro anti-solapamiento a 40 Hz dificultaría asimismo su identificación.

Tras los resultados aquí mostrados, cabría preguntarse la idoneidad de aumentar la frecuencia de filtrado y la de muestreo a valores que permitan analizar todo el rango de frecuencias importante para un completo análisis del estado de la vía, así como el de emplear técnicas de análisis que incluyan la descomposición en frecuencias de las señales. Máxime cuando el Adif invirtió 6,7 millones de euros en adaptar un tren de alta velocidad para emplearlo como vehículo auscultador de vía. Sin duda supondría un mejor aprovechamiento de los recursos. Para finalizar, se puede añadir que, curiosamente, los parámetros de filtrado y registro empleados por Adif-Ineco coinciden aproximadamente con los empleados por la British Rail en la elaboración de su vehículo prototipo para la auscultación de sus vías, que se realizó durante los años 80 del siglo pasado, con la tecnología de la época [36].

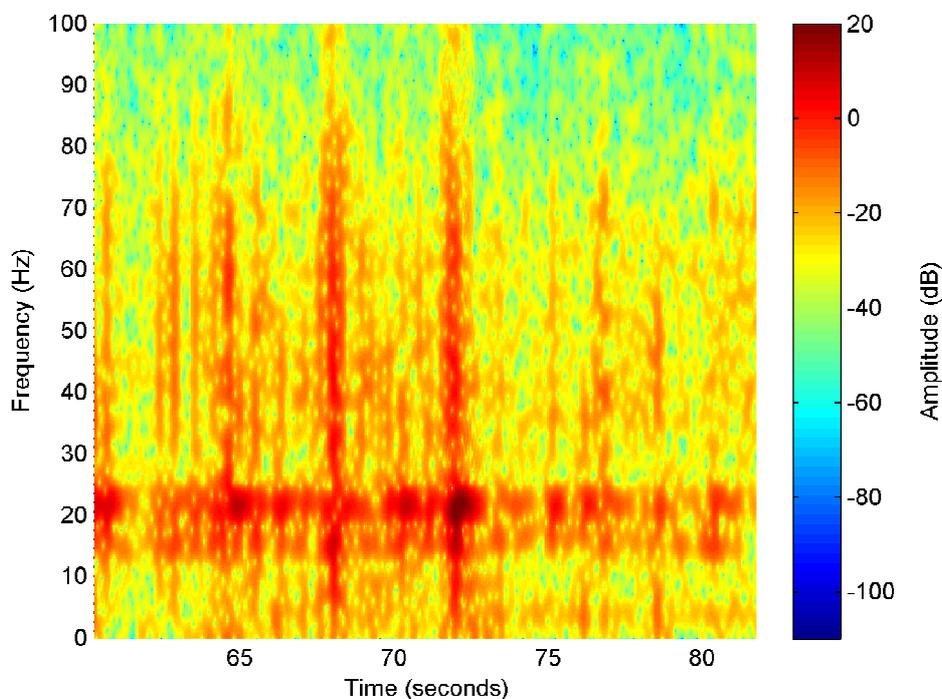


Fig. 81. Mismo espectrograma que la Fig. 59 obtenido con los parámetros de filtrado y muestreo según Adif-Ineco

9. Conclusiones y futuras líneas de investigación

9.1 Conclusiones

En esta tesis se ha desarrollado un método para la auscultación de vías férreas basado en el registro y posterior análisis de las aceleraciones en cajas de grasa. Centrándonos en primer lugar en el proceso de registro, se ha establecido un proceso que permite seleccionar la frecuencia de filtrado y la de muestreo de aceleraciones en función de rango de defectos de vía a considerar y del tipo de explotación ferroviaria. También se han señalado algunas consideraciones que deben tenerse en cuenta a la hora de elegir el emplazamiento de los acelerómetros, tales como la absorción de los esfuerzos dinámicos del contacto rueda-carril o la existencia de otras fuentes de vibraciones ajenas a la interacción vehículo-vía.

En la parte de análisis de datos, se ha mostrado el potencial que posee el análisis tiempo-frecuencia para su aplicación a la detección de defectos en la vía. Mediante la obtención de espectrogramas a partir de los datos de aceleraciones, ha sido posible distinguir algunos de los defectos puntuales, puntos singulares, modos de vibración y cambios de tipología de vía existentes en el trazado.

También se ha llevado a cabo la optimización de los diferentes parámetros que definen los espectrogramas, lo que permite la identificación de todos los aspectos de la vía descritos anteriormente. Para tal fin se ha elaborado un proceso que permite optimizar dichos parámetros de forma sistemática. Para el nivel de desarrollo considerado en esta tesis, la identificación de dichos aspectos se ha realizado a través del ojo humano, para el cual se han optimizado dichos parámetros. De este modo, se ha evitado el empleo de la Transformada Wavelet, cuya aplicación en la práctica puede verse mermada debido a su complejidad.

Para el desarrollo de los métodos de registro y análisis de aceleraciones, se han realizado unas campañas de toma de datos a propósito. Dichas campañas han tenido lugar en la línea 1 del metro de Valencia. Junto a la toma de datos a bordo del tren, se han realizado diversas inspecciones visuales a los tramos auscultados para la identificación de los diferentes defectos y puntos singulares a pie de vía, lo que ha hecho posible su posterior correlación con los datos registrados. Asimismo, las mediciones realizadas a bordo del tren se han comparado con otras realizadas en otros ámbitos, con objeto de probar su validez.

Así, con todo lo anteriormente expuesto, y a la luz de los resultados comentados en los capítulos anteriores, se pueden hacer las siguientes reflexiones:

- Para velocidades hasta 80 km/h es suficiente con analizar frecuencias en la banda de 0 a 1000 Hz con una frecuencia de muestreo de 2500 Hz. Mayores rangos de frecuencia no aportan información adicional de relevancia.
- El análisis de repetibilidad ha mostrado que, para velocidades similares, se obtienen valores de aceleraciones similares, con lo que éstas pueden emplearse como indicador del estado de la vía. Además, se ha visto que dichas aceleraciones, en el caso de los defectos puntuales, guardan una relación lineal con la velocidad.
- Los acelerómetros colocados en los ejes motores registran, además de las vibraciones causadas por la vía, las causadas por las corrientes inducidas

en los motores, por lo que, desde el punto de vista de la auscultación de vía, conviene colocar los acelerómetros en los ejes portadores.

- En relación a la representación tiempo-frecuencia de los datos, se ha conseguido una buena resolución en ambos dominios con una ventana de entre 0,3 y 0,5 segundos y con un solape del 90%.
- Mediante los diagramas tiempo-frecuencia, es posible clasificar y localizar los diferentes puntos y defectos singulares de la vía. Asimismo, se detectan los modos de vibración de los diferentes elementos de la vía y los cambios en sus propiedades (rigidez, distancia entre traviesas, etc.).

9.2 Futuras líneas de investigación

A la luz de los resultados obtenidos, y teniendo en cuenta las limitaciones adoptadas a lo largo de esta tesis, a continuación se dejan plasmados los próximos pasos a seguir con objeto de elaborar un completo plan de auscultación de vía:

1. En primer lugar, debe realizarse una inspección visual más detallada a diferentes puntos concretos de la línea, ya que todavía existen patrones en el espectrograma cuyo origen no ha podido identificarse. Así podría detectarse si dichas patrones se corresponden con blandones, contaminación del balasto, afloje o falta de sujeciones, pérdida de placas de asiento, etc.
2. En segundo lugar, habría que caracterizar y clasificar los defectos según su amplitud. Para ello, se pueden seleccionar tramos que presenten especial interés a la luz de los resultados de las aceleraciones registradas. Sobre estos tramos se realizaría, bien una campaña de auscultación geométrica mediante carro auscultador para conocer la geometría de la vía, bien una campaña de auscultación mediante el equipo CAT (Corrugation Analysis Trolley) y el Miniprof a fin de caracterizar el desgaste ondulatorio y el desgaste en puntos singulares como juntas encoladas y cruzamientos.
3. A partir de la relación entre los datos de las auscultaciones geométricas (carros) y las dinámicas (aceleraciones), se procedería a establecer niveles de degradación. En función de dichos niveles, se establecerían los umbrales de actuación, para lo cual es imprescindible la colaboración de los responsables del mantenimiento de vía, ya que de ellos depende en última instancia el decidir, en base a su experiencia, qué nivel de calidad de vía es aceptable y cuál no. Estos niveles de calidad, como queda patente en toda esta presentación, no son valores geométricos absolutos que se apartan de la geometría perfecta y, por tanto, requieren de su rectificación, sino que hay que introducir las características de los vehículos en servicio como son las elasticidades, amortiguaciones, velocidad de explotación, etc. y, a partir de estas condiciones, se pasaría a establecer las necesidades reales del mantenimiento, teniendo en cuenta las necesidades concretas de la red desde el punto de vista del confort y de la seguridad.

En definitiva, lo que se persigue y se pretende desarrollar mediante los procedimientos descritos anteriormente es el planteamiento de un mantenimiento optimizado, ajustado al entorno de las condiciones de explotación de las líneas. También debe pensarse en la evolución temporal de la magnitud los parámetros medidos, como indicador de la

degradación paulatina de la vía, de cara a desarrollar planes de mantenimiento. En este sentido, cabe citar algunos trabajos en los que se exponen diversos modelos de degradación de vía a partir de diferentes metodologías [58-60].

4. Por último, puede pensarse en una automatización de todo el proceso, incorporando herramientas de georreferenciación (SIG) y procesamiento digital de imágenes (similar a las aplicaciones existentes en algunas cámaras fotográficas y redes sociales de Internet para detectar automáticamente las caras de las personas). De este modo, sería posible localizar en la línea los diferentes defectos, caracterizarlos según su naturaleza y clasificarlos según su estado de conservación. En este punto, sería interesante comparar los resultados aquí obtenidos con los de otras representaciones tiempo-frecuencia, como pueden ser los espectrogramas con ventanas de anchura variable o la propia transformada Wavelet, para comprobar si se obtienen mejoras significativas en la detección informatizada de dichos defectos.

Aparte de estas indicaciones, otros trabajos que cabría realizar para complementar los descritos en esta tesis son, en primer lugar, unos análisis modales lo más detallado posibles, tanto de la vía cargada y descargada, como de los bogies de los vehículos. Todo ello con el fin de identificar claramente todos y cada uno de los modos de vibración detectados en los espectrogramas. Dichos análisis modales no deberían realizarse sólo en dirección vertical, sino también en dirección transversal, para identificar posibles acoplamientos.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es que el método de auscultación propuesto se ha validado para una explotación tipo metro, con unas velocidades máximas de 80 km/h. Si se desease extrapolar este método a otro tipo de explotaciones, como por ejemplo la alta velocidad, debería tenerse en cuenta, de acuerdo a la Ec. (5.1), la longitud de onda de los diferentes defectos existentes en la vía y la velocidad máxima de circulación, a fin de acotar el rango de frecuencias excitadas por dichos defectos en los ejes del tren. De igual modo, los diferentes parámetros que definen los espectrogramas deberían recalibrarse para conseguir una adecuada percepción de los diferentes patrones de vibración. En el caso de velocidades en torno a los 300 km/h, se estima que la banda de análisis podría extenderse hasta los 3 ó 5 kHz.

Por último, hay que decir que en esta tesis únicamente se ha tratado la dinámica vertical. El mismo análisis debería reproducirse para la dinámica transversal, que igualmente juega un papel muy importante en la degradación de la vía.

Bibliografía

- [1] S.L. Grassie, *Measurement of railhead longitudinal profiles: a comparison of different techniques*, *Wear* 191 (1996), pp. 245-251.
- [2] R. Insa, J. Inarejos, P. Salvador, and L. Baeza, *On the filtering effects of the chord offset method for monitoring track geometry*, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part F. Journal of Rail and Rapid Transit* 226 (2012), p. 5.
- [3] L. Baeza, A. Roda, and J.C.O. Nielsen, *Railway vehicle/track interaction analysis using a modal substructuring approach*, *Journal of Sound and Vibration* 293 (2006), pp. 112-124.
- [4] L. Baeza, and H. Ouyang, *A railway track dynamics model based on modal substructuring and a cyclic boundary condition*, *Journal of Sound and Vibration* 330 (2011), pp. 75-86.
- [5] J.C.O. Nielsen, and A. Igeland, *VERTICAL DYNAMIC INTERACTION BETWEEN TRAIN AND TRACK - INFLUENCE OF WHEEL AND TRACK IMPERFECTIONS*, *Journal of Sound and Vibration* 187 (1995), pp. 825-839.
- [6] J. Oscarsson, and T. Dahlberg, *Dynamic train/track/ballast interaction - Computer models and full-scale experiments*, *Vehicle System Dynamics* 29 (1998), pp. 73-84.
- [7] P. Galvín, A. Romero, and J. Domínguez, *Fully three-dimensional analysis of high-speed train-track-soil-structure dynamic interaction*, *Journal of Sound and Vibration* 329 (2010), pp. 5147-5163.
- [8] C. Esveld, *Modern railway track*, 2nd ed ed., MRT, Zaltbommel, 2001.
- [9] R. Zarfam, and A.R. Khaloo, *Vibration control of beams on elastic foundation under a moving vehicle and random lateral excitations*, *Journal of Sound and Vibration* 331 (2012), pp. 1217-1232.
- [10] P.T. Torstensson, J.C.O. Nielsen, and L. Baeza, *Dynamic train-track interaction at high vehicle speeds—Modelling of wheelset dynamics and wheel rotation*, *Journal of Sound and Vibration* 330 (2011), pp. 5309-5321.
- [11] A. Rovira, A. Roda, M.B. Marshall, H. Brunskill, and R. Lewis, *Experimental and numerical modelling of wheel-rail contact and wear*, *Wear* 271 (2011), pp. 911-924.
- [12] A. Rovira, A. Roda, R. Lewis, and M.B. Marshall, *Application of Fastsim with variable coefficient of friction using twin disc experimental measurements*, *Wear* 274-275 (2012), pp. 109-126.
- [13] Z.G. Li, and T.X. Wu, *On vehicle/track impact at connection between a floating slab and ballasted track and floating slab track's effectiveness of force isolation*, *Vehicle System Dynamics* 47 (2009), p. 19.
- [14] X. Lei, and L. Mao, *Dynamic response analyses of vehicle and track coupled system on track transition of conventional high speed railway*, *Journal of Sound and Vibration* 271 (2004), pp. 1133-1146.
- [15] T. Dahlberg, *Railway Track Stiffness Variations - Consequences and Countermeasures*, *International Journal of Civil Engineering* 8 (2010), pp. 1-12.
- [16] J.P. Hyslip, D. Li, and C.R. McDaniel, *Railway bridge transition case study*, *Bearing Capacity of Roads, Railways and Airfields, Vols 1 and 2* (2009), pp. 1341-1348.
- [17] I. Gallego, and A. López Pita, *Numerical simulation of embankment-structure transition design*, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part F: Journal of Rail and Rapid Transit* 223 (2009), p. 13.

- [18] M.E. Smith, P.E. Bengtsson, and G. Holm, *Three-dimensional analyses of transition zones at railway bridges*, in *Numerical Methods in Geotechnical Engineering*, H. F. Schweiger ed., 2006, pp. 237-242.
- [19] R. Insa, P. Salvador, J. Inarejos, and A. Roda, *Analysis of the influence of under sleeper pads on the railway vehicle/track dynamic interaction in transition zones*, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part F: Journal of Rail and Rapid Transit 226 (2012), p. 12.
- [20] R. Insa, P. Salvador, J. Inarejos, and L. Medina, *Analysis of the performance of USP in HSL Transition Zones*, Proceedings of the ICE - Transport Accepted for publication (2014).
- [21] S.L. Grassie, *Short wavelength rail corrugation: field trials and measuring technology*, Wear 191 (1996), pp. 149-160.
- [22] S.L. Grassie, *Rail corrugation: advances in measurement, understanding and treatment*, Wear 258 (2005), pp. 1224-1234.
- [23] P.T. Torstensson, and J.C.O. Nielsen, *Monitoring of rail corrugation growth due to irregular wear on a railway metro curve*, Wear 267 (2009), pp. 556-561.
- [24] M. Melis, I. de Matías, and J. González, *Doce años de investigación, desarrollo y tecnología ferroviaria en Metro de Madrid*, Revista Obras Públicas 3487 (2008), p. 28.
- [25] M. Boccione, A. Caprioli, A. Cigada, and A. Collina, *A measurement system for quick rail inspection and effective track maintenance strategy*, Mechanical Systems and Signal Processing 21 (2007), pp. 1242-1254.
- [26] A. Caprioli, A. Cigada, and D. Raveglia, *Rail inspection in track maintenance: A benchmark between the wavelet approach and the more conventional Fourier analysis*, Mechanical Systems and Signal Processing 21 (2007), pp. 631-652.
- [27] A. Saulot, S. Descartes, D. Desmyter, D. Levy, and Y. Berthier, *A tribological characterization of the "damage mechanism" of low rail corrugation on sharp curved track*, Wear 260 (2006), pp. 984-995.
- [28] A. Saulot, S. Descartes, and Y. Berthier, *Sharp curved track corrugation: From corrugation observed on-site, to corrugation reproduced on simulators*, Tribology International 42 (2009), pp. 1691-1705.
- [29] C. Hory, L. Bouillaut, and P. Aknin, *Time-frequency characterization of rail corrugation under a combined auto-regressive and matched filter scheme*, Mechanical Systems and Signal Processing 29 (2012), pp. 174-186.
- [30] Z. Li, X. Zhao, C. Esveld, R. Dollevoet, and M. Molodova, *An investigation into the causes of squats—Correlation analysis and numerical modeling*, Wear 265 (2008), pp. 1349-1355.
- [31] M. Molodova, Z. Li, and R. Dollevoet, *Axle box acceleration: Measurement and simulation for detection of short track defects*, Wear 271 (2011), pp. 349-356.
- [32] Z. Li, R. Dollevoet, M. Molodova, and X. Zhao, *Squat growth—Some observations and the validation of numerical predictions*, Wear 271 (2011), pp. 148-157.
- [33] J. Pombo (ed.) *Detection of Bolt Tightness of Fish-plated Joints using Axle Box Acceleration*, Civil-Comp Press.
- [34] S. Bruni, I. Anastasopoulos, S. Alfi, A. Van Leuven, and G. Gazetas, *Effects of train impacts on urban turnouts: Modelling and validation through measurements*, Journal of Sound and Vibration 324 (2009), pp. 666-689.

- [35] R. Cass, P.P. Berthiaume, R.E. Kalita, and L. St-Louis, *Dynamic Measurement of Absolute Track Properties*, Journal of Engineering for Industry 91 (1969), pp. 855-859.
- [36] R.B. Lewis, *Track-recording techniques used on British Rail*, Electric Power Applications, IEE Proceedings B 131 (1984), pp. 73-81.
- [37] F. Coudert, Y. Sunaga, and K. Takegami, *Use of Axle Box Acceleration to Detect Track and Rail Irregularities*, WCCR (1999), p. 7.
- [38] Y. Naganuma, M. Kobayashi, and T. Okumura, *Inertial Measurement Processing Techniques for Track Condition Monitoring on Shinkansen Commercial Trains*, Journal of Mechanical Systems for Transportation and Logistics 3 (2010), p. 11.
- [39] H. Tsunashima, Y. Nagamuna, A. Matsumoto, T. Mizuma, and H. Mori, *Condition Monitoring of Railway Track Using In-Service Vehicle*, in *Reliability and Safety in Railway*, X. Perpinya ed., In Tech, Rijeka, Croatia, 2012, pp. 333-356.
- [40] I. Daubechies, *Ten lectures on wavelets*, [9th printing] ed., *CBMS-NSF Regional Conference Series in Applied Mathematics*, Society for Industrial and Applied Mathematics, Phyladelphia, Pennsylvania, 2006.
- [41] Y. Meyer, *Wavelets, vibrations, and scalings*, *CRM monograph series*, American Mathematical Society, Providence, R.I., USA, 1998.
- [42] Abbate Agostino, C. DeCusatis, and P.K. Das, *Wavelets and subbands : fundamentals and applications*, *Applied and numerical harmonic analysis*, Birkhäuser, Boston, 2002.
- [43] A. Albiol Colomer, V. Naranjo Ornedo, and J. Prades Nebot, *Tratamiento digital de la señal. Teoría y aplicaciones*, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2007.
- [44] A.V. Oppenheim, and R.W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, 3rd ed ed., *Prentice-Hall signal processing series*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2010.
- [45] EPSC-UPC, *Digitalización de señales*, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, 2010.
- [46] R.K. Otnes, L. Enochson, and M. Maqusi, *Applied Time Series Analysis, Vol. 1*, Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on 11 (1981), pp. 731-731.
- [47] A. Arnau, J.M. Ferrero y de Loma, Y. Jiménez, and T. Sogorb, *Sistemas electrónicos de comunicaciones, volúmenes I y II*, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2000.
- [48] S.L. Grassie, *Rail irregularities, corrugation and acoustic roughness: characteristics, significance and effects of reprofiling*, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part F-Journal of Rail and Rapid Transit 226 (2012).
- [49] Z. Wen, G. Xiao, X. Xiao, X. Jin, and M. Zhu, *Dynamic vehicle-track interaction and plastic deformation of rail at rail welds*, Engineering Failure Analysis 16 (2009), pp. 1221-1237.
- [50] W. Li, G. Xiao, Z. Wen, X. Xiao, and X. Jin, *Plastic deformation of curved rail at rail weld caused by train-track dynamic interaction*, Wear 271 (2011), pp. 311-318.
- [51] A.P. De Man, *Pin-pin resonance as a reference in determining ballasted railway track vibration behaviour*, Heron 45 (2000), p. 17.
- [52] G. Unold, *Statik für den Eisen- und Maschinenbau*, Verlag Springer, Berlin, 1925.

- [53] F. Dischinger, *Der Durchlaufende träger und rahmen auf elastisch senkbaren und stützen*, Der Bauingenieur 23 (1942), pp. 15-27.
- [54] C. Lorente de No, *Vigas contínuas sobre apoyos elásticos : ponencia día 22 febrero 1965*, s.n.], [S.l., 1965.
- [55] A. Prud'Homme, *La voie*, Revue Générales des Chemins de Fer 1 (1970), p. 21.
- [56] L. Baeza, P. Vila, A. Roda, and J. Fayos, *Prediction of corrugation in rails using a non-stationary wheel-rail contact model*, Wear 265 (2008), pp. 1156-1162.
- [57] Adif, *Adif invierte 6'7 millones de euros en la mejora y adecuación del tren laboratorio 'Séneca' para labores de auscultación*, 2008.
- [58] A.R. Andrade, and P.F. Teixeira, *A Bayesian model to assess rail track geometry degradation through its life-cycle*, Research in Transportation Economics 36 (2012), pp. 1-8.
- [59] A.R. Andrade, and P.F. Teixeira, *Hierarchical Bayesian modelling of rail track geometry degradation* Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part F: Journal of Rail and Rapid Transit 227 (2013), p. 12.
- [60] A.R. Andrade, and P.F. Teixeira, *Unplanned-maintenance needs related to rail track geometry* Proceedings of the Institution of Civil Engineers - Transport (2013), p. 11.

Anexo 1. Listado de artículos publicados con relación a la tesis

- Insa, R., P. Salvador, J. Inarejos, and L. Medina, 2013, Analysis of the performance of USP in HSL Transition Zones: Proceedings of the ICE - Transport, v. In press.
- Insa, R., P. Salvador, J. Inarejos, and A. Roda, 2012b, Analysis of the influence of under sleeper pads on the railway vehicle/track dynamic interaction in transition zones: Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part F: Journal of Rail and Rapid Transit, v. 226, p. 12.
- Salvador, P., V. Naranjo and R. Insa. Data acquisition and time-frequency characterization of axlebox accelerations for railway track maintenance purposes. Artículo enviado para su consideración en la revista Mechanical Systems and Signal Processing

Anexo 2. Desarrollo de la Transformada de Fourier de una función seno enventanada

En el presente anexo se desarrolla la transformada de Fourier de una función senoidal truncada mediante una ventana rectangular mostrada en el epígrafe 2.4.2.

Sea $y(t) = \text{sen}(2\pi f_0 t)$ una función senoidal de frecuencia f_0 .

Sea $H(t) \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{si } T \leq t \end{cases}$ la función ventana que toma valores igual a la unidad entre 0 y T .

Para el cálculo de esta transformada se aplica la propiedad que establece que la transformada de Fourier de un producto de funciones equivale a la convolución de la transformada de una función con la transformada de la otra:

$$\mathcal{F}[f(t)g(t)] = \mathcal{F}[f(t)] * \mathcal{F}[g(t)]$$

En nuestro caso: $\mathcal{F}[f(t)H(t)] = \mathcal{F}[f(t)] * \mathcal{F}[H(t)]$

El cálculo de la transformada de Fourier de $f(t)$ es inmediato:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[y(t)] &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{sen}(2\pi f_0 t) e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{2i} (\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)) \\ &= \frac{1}{2i} (\delta(\omega - 2\pi f_0) - \delta(\omega + 2\pi f_0)) \end{aligned}$$

Para el caso de $H(t)$:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[H(t)] &= \int_{-\infty}^{\infty} H(t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} H(t) e^{-i\omega t} dt = \int_0^T e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{-i\omega} e^{-i\omega t} \Big|_0^T = \\ &= \frac{1}{-i\omega} (e^{-i\omega T} - 1) \end{aligned}$$

Teniendo en cuenta que

$$\begin{aligned} e^{-i\omega T} &= e^{\frac{-i\omega T}{2}} \cdot e^{\frac{-i\omega T}{2}} \\ 1 &= e^{\frac{i\omega T}{2}} \cdot e^{\frac{-i\omega T}{2}} \end{aligned}$$

se tiene

$$\begin{aligned} \frac{1}{-i\omega} (e^{-i\omega T} - 1) &= \frac{1}{-i\omega} \left(e^{\frac{-i\omega T}{2}} \cdot e^{\frac{-i\omega T}{2}} - e^{\frac{i\omega T}{2}} \cdot e^{\frac{-i\omega T}{2}} \right) = -\frac{e^{\frac{-i\omega T}{2}}}{i\omega} \left(e^{\frac{-i\omega T}{2}} - e^{\frac{i\omega T}{2}} \right) = \\ &= \frac{e^{\frac{-i\omega T}{2}}}{i\omega} \left(e^{\frac{i\omega T}{2}} - e^{\frac{-i\omega T}{2}} \right) \end{aligned}$$

Multiplicando ahora el numerador y el denominador por $2T$ y reordenando

$$\frac{e^{\frac{-i\omega T}{2}}}{i\omega} \left(e^{\frac{i\omega T}{2}} - e^{\frac{-i\omega T}{2}} \right) \frac{2T}{2T} = \frac{2T e^{\frac{-i\omega T}{2}}}{\omega T} \cdot \frac{e^{\frac{i\omega T}{2}} - e^{\frac{-i\omega T}{2}}}{2i}$$

Sabiendo que

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i}$$

se tiene, sustituyendo esta fórmula y reordenando términos:

$$\frac{2Te^{-\frac{i\omega T}{2}}}{\omega T} \cdot \frac{e^{\frac{i\omega T}{2}} - e^{-\frac{i\omega T}{2}}}{2i} = \frac{2Te^{-\frac{i\omega T}{2}}}{\omega T} \operatorname{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right) = Te^{-\frac{i\omega T}{2}} \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}}$$

Teniendo ahora en cuenta que

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\operatorname{sen}(x)}{x}$$

resulta

$$Te^{-\frac{i\omega T}{2}} \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}} = Te^{-\frac{i\omega T}{2}} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T}{2}\right) = \mathcal{F}[H(t)]$$

Una vez calculadas por separado ambas transformadas de Fourier, se procede a su convolución. Recuérdese que la convolución de dos funciones, $f(t)$ y $g(t)$ se define como

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) g(t - \tau) d\tau$$

En este caso, puesto que una de las funciones es una delta de Dirac, se aplica la propiedad que establece que la convolución de cualquier función con una delta de Dirac centrada en t_0 equivale a dicha función desplazada dicha cantidad t_0 en el eje de abscisas.

$$f(t) * \delta(t - t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \delta(t - \tau - t_0) d\tau = f(t - t_0)$$

En nuestro caso, aplicando además la propiedad conmutativa de la convolución:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}[f(t)] * \mathcal{F}[H(t)] &= \mathcal{F}[H(t)] * \mathcal{F}[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} Te^{-\frac{i\varphi T}{2}} \operatorname{sinc}\left(\frac{\varphi T}{2}\right) \delta(\omega - \varphi - 2\pi f_0) d\varphi = \\ &= Te^{-\frac{i(\omega - 2\pi f_0)T}{2}} \operatorname{sinc}\left(\frac{(\omega - 2\pi f_0)T}{2}\right) \end{aligned}$$

Realizando el cambio de variable $\omega = 2\pi f$ y simplificando, se tiene finalmente que

$$\mathcal{F}[f(t)H(t)] = Te^{-\frac{i(2\pi f - 2\pi f_0)T}{2}} \operatorname{sinc}\left(\frac{(2\pi f - 2\pi f_0)T}{2}\right) = Te^{-i\pi T(f - f_0)} \operatorname{sinc}(\pi T(f - f_0))$$

que es la expresión mostrada en la Ec. (2.9).

Anexo 3. Características de los equipos de medición

A3.1. Acondicionadores de señal M32

A3.2. Acelerómetros KS76C100

IEPE-Konditionierungsmodule IEPE Conditioning Modules

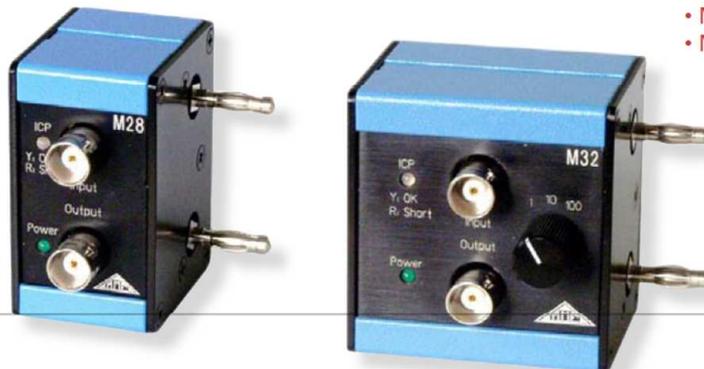
4.2 Mess- verstärker Signal Conditioners

M28
M32



Ersatz für:
Replacement for:

- M27
- M31



Anwendung

- Signalaufbereitung bei dynamischen Messungen mit piezoelektrischen IEPE-Sensoren für Beschleunigung, Kraft und Druck oder IEPE-Mikrofonen
- Signalverstärkung und Antialiasing-Filterung für Messungen mit PC-Datenerfassungssystemen beim M32
- Aufbau von Vielkanal-Messsystemen
- Einsetzbar in Industrie, Labor und Feld

Eigenschaften

- Modulares Geräteresystem: Durch zwei seitlich in das Gehäuse einschraubbare 4 mm-Kontaktstifte wird gleichzeitig die mechanische Verbindung und die Stromversorgung zum Nachbarmodul hergestellt
- Befestigungsadapter für 35 mm-DIN-Schienen als Zubehör erhältlich
- Robuste und sehr kompakte Aluminiumgehäuse
- BNC-Buchsen als Ein- und Ausgang
- Eingänge für Aufnehmer mit Konstantstromspeisung (IEPE)
- Sensorkontroll-LED meldet 3 Zustände: OK, Kabelbruch und Kurzschluss
- M32 mit drei Verstärkungsbereichen (1 / 10 / 100), wählbar mittels Drehschalter
- Hohe Bandbreite
- M32 mit auswechselbarem Tiefpassfilter als Steckmodul
- Gleichspannungsversorgung über DIN 45323-Steckverbindung oder zwei 4 mm-Bananenbuchsen an der Gehäuseseite
- Weiter Versorgungsspannungsbereich
- Isolation zwischen Signalmasse und Versorgungsspannung vermeidet Erdungsprobleme
- Flexibel und preisgünstig

Application

- Signal conditioning for dynamic measurements with IEPE transducers for acceleration, force, pressure or IEPE microphones
- M32 provides amplification and anti aliasing filtering for applications in data acquisition systems
- Multichannel systems
- Suitable for industry, laboratory and field

Properties

- Modular system: By means of two 4 mm plugs which are screwed into the sidewall mechanical and power supply connection to the neighboring unit is provided
- Mounting adapter for 35 mm DIN rails optionally available
- Rugged and compact aluminum cases
- BNC sockets for input and output
- Input features constant current supply (IEPE)
- Sensor status LED indicates 3 conditions: OK, cable break and shorted sensor cable
- M32 with 3 gain ranges (1 / 10 / 100), selectable by rotary switch
- High bandwidth
- M32 with replaceable low pass filter module
- Powered by DC voltage via circular DIN 45323 connector or two 4 mm banana sockets at the sidewall
- Wide supply voltage range
- Insulation between signal ground and power supply voltage avoids grounding problems
- Flexible and economic

Technische Daten Technical Data

	M28	M32
Eingang Input	IEPE, BNC-Buchse IEPE, BNC socket	
IEPE-Sensorspeisung IEPE sensor supply	3,8 .. 5,6 mA Konstantstrom, Quellenspannung: > 24 VDC 3.8 to 5.6 mA constant current, compliance voltage: > 24 VDC	
Sensorkontrolle Sensor status indicator	dreistufig mit LED (Eingang offen = aus, OK = gelb, Kurzschluss = rot) three level sensor status by LED (input open = off, OK = yellow, short-circuit = red)	
Verstärkung Gain	1 ± 0,5 %	1 / 10 / 100 ± 1 % typ.; ± 2 % max.
Ausgangspegel Output level	> ± 10 V _{SS} (abhängig vom Sensor) > ± 10 V _{PP} (depending on Sensor)	> ± 10 V _{SS} > ± 10 V _{PP}
Ausgangsbeschaltung Output coupling	AC-gekoppelt über 10 µF; 220 kΩ parallel AC coupled over 10 µF; 220 kΩ parallel	DC-gekoppelt; Impedanz < 100 Ω DC coupled; impedance < 100 Ω
Rauschen am Ausgang (Breitband 1 Hz .. 50 kHz) Noise at output (wide band 1 Hz .. 50 kHz)	< 100 µV < 100 µV _{rms} ^{eff}	< 1 mV < 1 mV _{rms} ^{eff}
Frequenzbereich (-3 dB) Frequency range (-3 dB)	0.1 Hz .. 100 kHz	0.1 Hz .. 30 kHz
Tiefpassfilter* Low pass filter*	-	Steckmodul Typ FB2...* Plug-in module model FB2...*
Filtertyp Filter type	-	vierpolig, Butterworth, Dämpfung > 70 dB/Dek. 4 poles, Butterworth, attenuation > 70 dB/dec.
Stromversorgung Power supply	5 .. 26 VDC / 100 mA	5 .. 26 VDC / 200 mA
Stromversorgungsanschluss Power supply connector	DIN 45323-Rundsteckverbinder oder 2 Bananenstecker DIN 45323 circular connector or 2 Banana plugs	
Betriebstemperaturbereich Operating temperature range	-10 .. 55 °C, 95 % relative Feuchte, ohne Kondensation 14 .. 131 °F, 95 % relative humidity, no condensation	
Abmessungen (Breite x Höhe x Tiefe) Dimensions (width x height x depth)	33 x 59 x 44 mm ³ 1.3 x 2.3 x 1.7 in ³	56 x 59 x 44 mm ³ 2.2 x 2.3 x 1.7 in ³
Masse Weight	120 g 4.3 oz	170 g 6 oz
Zubehör Accessories	2 Bananenstecker zum Einschrauben 2 threaded Banana plugs	
Optionales Zubehör Optional Accessories	Filtermodul DIN-Schienenadapter Steckernetzteil 100 .. 240 VAC; 50/60 Hz; 12 VDC; 500 mA Steckernetzteil 100 .. 240 VAC; 50/60 Hz; 12 VDC; 1 A	FB2... M28/32DIN PS500 PS1000
Optional Accessories	Filter module DIN rail adapter Mains plug adapter 100 .. 240 VAC; 50/60 Hz; 12 VDC; 500 mA Mains plug adapter 100 .. 240 VAC; 50/60 Hz; 12 VDC; 1 A	FB2... M28/32DIN PS500 PS1000

* Bitte Filtermodultyp bei Bestellung angeben. Standardbestückung, wenn nicht anders vermerkt, ist **FB2-30 kHz**.

* Please specify in your order the desired filter module frequency. If not otherwise stated the M32 is supplied with **FB2-30 kHz**.

Optionales Zubehör Optional Accessories

DIN-Schienenadapter
DIN rail adapter
M28/32DIN



Steckernetzteile
Mains plug adapters
PS500 (500 mA); PS1000 (1 A)



Tiefpass-Steckmodule
Low pass plug-in modules
FB2...



Anzahl von Geräten je Netzteil:
PS500: Bis zu 3 Stück M28 oder 1 M32
PS1000: Bis zu 6 Stück M28 oder 3 M32
Number of instruments per power supply:
PS500: Up to 3 units M28 or 1 M32
PS1000: Up to 6 units M28 or 3 M32

Standardmäßig verfügbare Frequenzen:
Available standard frequencies:
0,1 / 0,3 / 0,5 / 1,0 / 3,0 / 5,0 / 10 / 30 kHz

Bestellbeispiel:
Tiefpassfilter 1 kHz: **FB2-1 kHz**
Ordering example:
Low pass filter 1 kHz: **FB2-1 kHz**

Änderungen vorbehalten.

Specifications subject to change without prior notice.

Manfred Weber

Metra Meß- und Frequenztechnik in Radebeul e.K.

Meißner Str. 58
D-01445 Radebeul
Tel. +49-(0)351-836 2191

P.O.Box 01 01 13
D-01435 Radebeul
Fax: +49-(0)351-836 2940

Ausgabe / Edition: 05/08

Internet: www.MMF.de
Email: Info@MMF.de

Universal-Beschleunigungsaufnehmer General Purpose Accelerometers

1.1 Sensoren Sensors

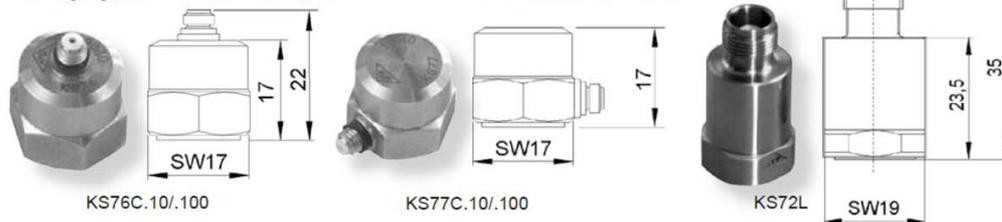
KS76C10
KS76C100
KS77C10
KS77C100
KS72L

Eigenschaften

- Universalaufnehmer mit Scherkeramik
- Zwei Empfindlichkeitsvarianten
- Unempfindlich gegen Temperaturänderung
- Unempfindlich gegen Messobjektdehnung
- IEPE-Spannungsausgang erlaubt große Kabellängen
- KS72L mit Low-Power-IEPE-Ausgang
- Hohe lineare Bandbreite bis 37kHz
- Rauscharm, hohe Auflösung
- Robustes Edelstahlgehäuse
- Befestigung mit M5-Gewinde im Boden

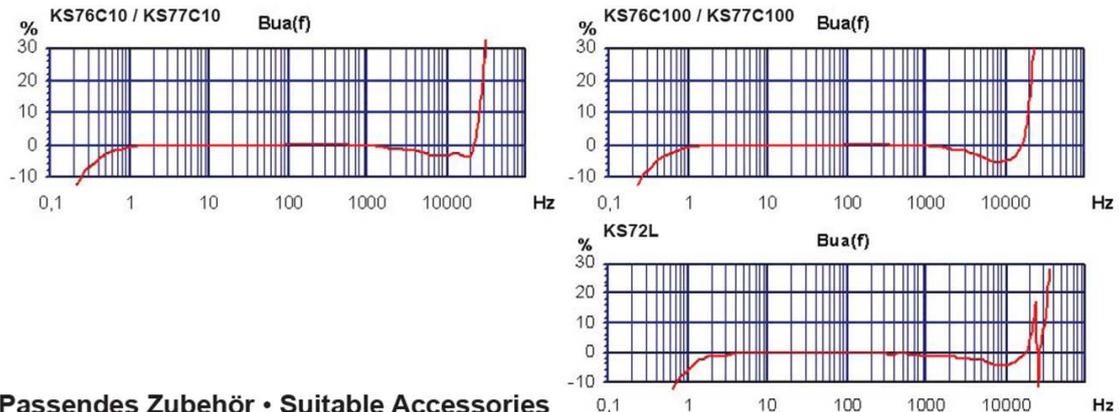
Properties

- General purpose shear-type accelerometer
- Two sensitivity versions
- Low sensitivity to temperature transients
- Low influence of base bending effects
- IEPE compatible output allows long cables
- KS72L with low-power IEPE output
- High linear band width up to 37 kHz
- Low noise, high resolution
- Sturdy stainless steel housing
- M5 mounting thread in base



		KS76C10	KS76C100	KS77C10	KS77C100	KS72L	
Ausgang • Output		IEPE	IEPE	IEPE	IEPE	L.P. IEPE	
Piezosystem • Piezo design		Schersprinzip • Shear design					
Spannungsübertragungsfaktor • Voltage sensitivity	B_{UB}	10 ± 5 %	100 ± 5 %	10 ± 5 %	100 ± 5 %	20 ± 10 %	mV/g
Messbereich • Range	a_w / a_s	± 600	± 60	± 600	± 60	± 90	g
Bruchbeschleunigung • Destruction limit	a_{max}	6000	6000	6000	6000	5000	g
Linearer Frequenzbereich • Linear frequency range	f_{3dB} $f_{10%}$ $f_{5%}$	0,12-33k 0,25-26k 0,35-24k	0,13-24k 0,3-19k 0,4-18k	0,12-33k 0,25-26k 0,35-24k	0,13-24k 0,3-19k 0,4-18k	0,3-37k 0,7-20k 1,0-17k	Hz Hz Hz
Resonanzfrequenz • Resonant frequency	f_r	>50 (+25 dB)	>32 (+25 dB)	>50 (+25 dB)	>32 (+25 dB)	>50 (+25 dB)	kHz
Querrichtungsfaktor • Transverse sensitivity	Γ_{90MAX}	< 5	< 5	< 5	< 5	< 5	%
Eigenrauschen (Effektivwert; 0,5 Hz - 20 kHz) • Residual noise (RMS; 0,5 Hz - 20 kHz)	$a_{n wide band}$	< 2000	< 300	< 2000	< 300	< 2000	µg
Rauschdichten • Noise densities	0,1 Hz a_{n1} 1 Hz a_{n2} 10 Hz a_{n3} 100 Hz a_{n4}	100 60 20 2	30 10 3 1	100 60 20 2	30 10 3 1	60 20 5 2	µg/√Hz µg/√Hz µg/√Hz µg/√Hz
Konstantstromversorgung • Constant current supply	I_{CONST}	2 .. 20	2 .. 20	2 .. 20	2 .. 20	0,5 .. 6	mA
Arbeitspunktspannung • Output bias voltage	U_{BIAS}	12 .. 14	12 .. 14	12 .. 14	12 .. 14	5,8 .. 6,8	V
Ausgangsimpedanz • Output impedance	r_{OUT}	< 130	< 130	< 130	< 130	< 200	Ω
Verhalten gegenüber Umgebungseinflüssen • Environmental characteristics							
Arbeitstemperaturbereich • Operating temperature range	T_{min}/T_{max}	-20 / 120	-20 / 120	-20 / 120	-20 / 120	-30 / 120	°C
Temperaturkoeffizient • Temperature coefficient	-20 .. 0 °C; KS72L: -20 .. 10 °C 0 .. 30 °C; KS72L: 10 .. 40 °C 30 .. 120 °C; KS72L: 40 .. 120 °C	TK(B_{UB}) ±0,02 -0,06	0,05 ±0,02 -0,07	0,06 ±0,02 -0,06	0,05 ±0,02 -0,07	0,05 ±0,02 -0,1	%/K
Temperatursprungempfindlichkeit • Temperature transient sensitivity	b_{aT}	0,1	0,1	0,1	0,1	0,01	ms ⁻² /K
Mechanische Daten • Mechanical data							
Masse ohne Kabel • Weight without cable	m	20 / 0,7	23 / 0,8	20 / 0,7	23 / 0,8	35 / 1,23	g / oz
Gehäusematerial • Case material		Edelstahl • Stainless steel					
Kabelanschluss • Cable connection		axial	axial	radial	radial	axial	
Buchse • Socket		UNF 10-32				TNC	
Befestigung • Mounting		M5-Bodengewinde • M5 thread in base					

Typischer Frequenzgang Typical Amplitude Response



Passendes Zubehör • Suitable Accessories

	KS76C10/100; KS77C10/100	KS72L
Anschluss-zubehör Connection accessories	<ul style="list-style-type: none"> • 050: IEPE-Kabel 2 x UNF 10-32; 1,5 m lang • 051: IEPE-Kabel UNF 10-32 / BNC; 1,5 m lang • 051/5/10: IEPE-Kabel UNF 10-32 / BNC; 5 / 10 m lang • 052: IEPE-Kabel UNF 10-32 / TNC; 1,5 m lang • 016: Kupplung für 2 UNF 10-32-Stecker • 017: Adapter UNF 10-32 / BNC (männlich) • 117: Adapter UNF 10-32 / BNC (weiblich) • 025: Adapter UNF 10-32 / TNC (männlich) 	<ul style="list-style-type: none"> • 053: IEPE-Kabel TNC / BNC; 1,5 m lang • 025: Adapter UNF 10-32 / TNC (männlich) • 051/5/10: IEPE-Kabel UNF 10-32 / BNC; 5 / 10 m lang
Befestigungs-zubehör Mounting accessories	<ul style="list-style-type: none"> • 001: Tastspitze M5 • 003: Gewindestift M5 • 006: Isolierflansch M5 • 029: Isolierendes Klebepad M5 • 045: Gewindeadapter M5 / UNF 10-32 • 046: Gewindeadapter M5 / 1/4"-28 • 008: Haftmagnet M5 • 030: Triaxial-Befestigungswürfel M5 • 700: Unterwasser-Druckgehäuse 	<ul style="list-style-type: none"> • 001: Tastspitze M5 • 003: Gewindestift M5 • 006: Isolierflansch M5 • 029: Isolierendes Klebepad M5 • 045: Gewindeadapter M5 / UNF 10-32 • 046: Gewindeadapter M5 / 1/4"-28 • 008: Haftmagnet M5 • 030: Triaxial-Befestigungswürfel M5 • 700: Unterwasser-Druckgehäuse

Bestellinformation • Ordering Information

KS76C10/01; KS77C10/01; KS76C100/01; KS77C100/01; KS72L/01: Aufnahme mit Zubehöretui; Inhalt: Kabel 050 (KS72L: 053), Adapter 017 (nur KS76/77), Gewindestift 003, Klebewachs 002, Isolierflansch 006 mit Schlüssel, Tastspitze 001, Haftmagnet 008, Bedienungsanleitung, Kennblatt
Sensor with accessories kit including cable 050 (KS72L: 053), adapter 017 (KS76/77 only), mounting stud 003, adhesive wax 002, insulating flange 006 with wrench, probe 001, magnetic base 008, instruction manual, data sheet

KS76C10; KS77C10; KS76C100; KS77C100; KS72L: Aufnahme mit Kennblatt
Sensor with data sheet

Hinweis: Auf Wunsch liefern wir unsere Aufnehmer mit einem kostengünstigen DKD-Kalibrierzertifikat. Preise auf Anfrage.

Note: Our transducers can be supplied with an attractively priced calibration certificate of DKD. Prices on demand.

Änderungen vorbehalten.

Specifications subject to change without prior notice.

Manfred Weber

Metra Meß- und Frequenztechnik in Radebeul e.K.

Meißner Str. 58
D-01445 Radebeul
Tel. +49-(0)351-836 2191

P.O.Box 01 01 13
D-01435 Radebeul
Fax: +49-(0)351-836 2940

Ausgabe / Edition: 06/10

Internet: www.MMF.de
Email: Info@MMF.de

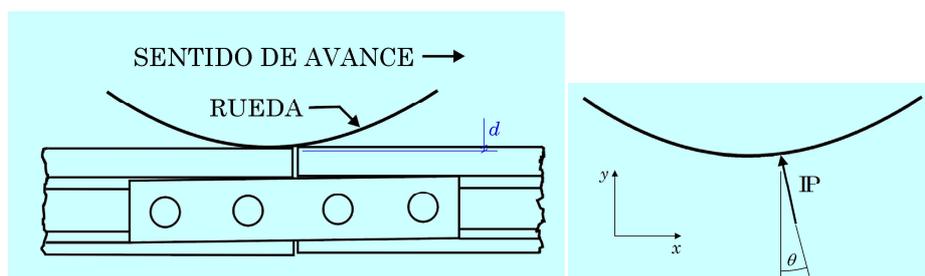
Anexo 4. Estimación del impacto en una rueda al paso por una junta

En el presente anexo se obtiene la expresión que estima el impacto producido en una rueda al paso por una junta entre carriles. Dicho desarrollo se realiza con objeto de demostrar la relación lineal entre la aceleración vertical del eje y la velocidad de circulación del tren obtenida en la Fig. 51. En ningún caso se pretende obtener la magnitud exacta, ya que para ello harían falta modelos de elementos finitos, donde intervendrían las rigideces de cada uno de los materiales que entran en contacto. Por ello, dicha expresión se obtiene a partir de las ecuaciones de la mecánica clásica, asumiendo una serie de hipótesis simplificadoras.

En primer lugar, considérese el paso por una junta como la de la Fig. A2-1a, donde el carril precedente forma con el carril siguiente una discontinuidad vertical de altura d . Por razones de simetría, se considera únicamente un carril y la mitad del peso de un eje. Así, se aplica sobre la rueda la segunda ley de Newton en su versión de conservación de la cantidad de movimiento

$$\sum \vec{F} dt = d(m \vec{v}) = m d\vec{v} \quad (\text{A2-1})$$

donde la segunda igualdad se debe al hecho de considerar sistemas de masa constante. De este modo, se considera el impacto de la rueda sobre el carril como una percusión que genera una variación en la cantidad de movimiento de la rueda.



La Fig. A2-1b muestra la rueda aislada con las fuerzas percusivas que actúan en el instante del impacto. Únicamente se han representado las fuerzas percusivas, es decir, las que actúan únicamente durante un periodo de tiempo muy pequeño y, por lo tanto, son las que producen una variación en la cantidad de movimiento. Las fuerzas derivadas de un potencial, como el peso propio o la reacción del muelle de la suspensión primaria no se consideran. Así, la única fuerza que se considera es la de la punta del carril impactando en la rueda, que se produce con un ángulo $\theta = \arccos((r - d)/r)$, donde r es el radio de la rueda y d es la distancia comentada anteriormente.

Aplicando la segunda ley de Newton en la forma comentada anteriormente, y considerando los instantes inmediatamente anterior y posterior al impacto, se tiene, descomponiendo según los ejes:

$$\begin{cases} -\mathbb{P} \sin \theta = m(v_{x2} - v_{x1}) \\ \mathbb{P} \cos \theta = m(v_{y2} - v_{y1}) \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

donde el subíndice 1 indica el instante anterior al impacto y el subíndice 2 el instante posterior.

Asumiendo que el ángulo θ es muy pequeño, el seno se aproxima al ángulo y el coseno vale la unidad. Asumiendo también que la velocidad vertical en el instante anterior al impacto es nula, el sistema de ecuaciones anterior queda en la forma

$$\begin{cases} -\mathbb{P} \theta = m(v_{x2} - v_{x1}) \\ \mathbb{P} = m v_{y2} \end{cases} \quad (\text{A2-3})$$

En este sistema de ecuaciones se tienen tres incógnitas: \mathbb{P} , v_{x2} y v_{y2} . La tercera ecuación se obtiene de la condición de choque elástico, es decir, que la velocidad en los instantes 1 y 2 es la misma en módulo (conservación de la energía cinética). Esta hipótesis es razonable debido a que la mayor parte de las deformaciones que se producen en el impacto de la rueda con el carril son elásticas, es decir, la geometría inicial se recupera tras el impacto. Así

$$v_1 = v_{x1} = \sqrt{v_{x2}^2 + v_{y2}^2} = v_2 \quad (\text{A2-4})$$

Despejando \mathbb{P} en ambas ecuaciones del sistema expresado en la Ec. (A2-3) e igualándolas, se tiene, simplificando por la masa m y reordenando:

$$v_{x1} - v_{x2} = \theta v_{y2} \quad (\text{A2-5})$$

Despejando ahora v_{x2} de la Ec. (A2-4) y sustituyéndola en la Ec. (A2-5), se tiene

$$v_{x1} - \sqrt{v_{x1}^2 - v_{y2}^2} = \theta v_{y2} \quad (\text{A2-6})$$

Dejando a un lado únicamente el término con la raíz y elevando al cuadrado ambos lados de la igualdad, se tiene

$$v_{x1}^2 - v_{y2}^2 = (v_{x1} - \theta v_{y2})^2 = v_{x1}^2 - 2v_{x1}\theta v_{y2} + \theta^2 v_{y2}^2 \quad (\text{A2-7})$$

Despreciando los infinitésimos de segundo orden, como es el caso de θ^2 , simplificando y despejando v_{y2} se obtiene

$$v_{y2} = 2\theta v_{x1} = 2\frac{d}{r} v_{x1} \quad (\text{A2-8})$$

Despejando el resto de incógnitas, se obtiene también

$$v_{x2} = v_{x1} \sqrt{1 - 4\frac{d^2}{r^2}} \quad \text{y} \quad \mathbb{P} = m v_{y2} = 2m\frac{d}{r} v_{x1} \quad (\text{A2-9})$$

De la Ec. (A2-8), y teniendo en cuenta que $v_{y1} = 0$, se deduce que la variación de la cantidad de movimiento en dirección vertical es proporcional a la velocidad de circulación del tren, v_{x1} . La relación entre la aceleración vertical y la correspondiente variación de la cantidad de movimiento viene determinada por la duración real del impacto de la rueda con el carril. Para el cálculo de dicha duración debe tenerse en cuenta las elasticidades de la rueda, de la suspensión primaria y de los diferentes elementos que componen la superestructura de la vía, siendo recomendable el empleo de modelos de elementos finitos.

Sin embargo, de todo esto se desprende que, en el caso de existencia de discontinuidades en la rodadura, como son las juntas, la variación de la cantidad de movimiento, y por ende la aceleración, es proporcional a la velocidad del tren, tal y como mostraba la Fig. 51.

Anexo 5. Programas de Matlab empleados en esta tesis

A5.1. Submuestreo de datos de 15 kHz a 2,5 kHz

```

%Programa para el filtrado de datos muestreados a 15 kHz con un
%filtro paso-bajo de Butterworth de 4 polos y posterior submuestreo
%a una frecuencia de 2500 Hz. Datos procedentes de los datos del
%tramo Paterna-Fuente del Jarro medidos el 9 de noviembre de 2012

%Datos de entrada
n=4 %Número de polos
fc=1000 %Frecuencia de filtrado
fm=15000 %Frecuencia de muestreo
fsm=2500 %Frecuencia de submuestreo. Debe ser submúltiplo de la
        %frecuencia de muestreo original.

clc
%Filtrado de datos
load('PFJ_2_15000.mat') %Cargar el fichero dedatos
[b,a]=butter(n,2*fc/fm,'low'); %Cálculo de los coeficientes del
%filtro
Paterna_FJ_2_15000_Datos(:,6:7)=filter(b,a,Paterna_FJ_2_15000_Datos(
:,6:7));

%Submuestreo
p=fm/fsm; %Razón de submuestreo
[mm nn]=size(Paterna_FJ_2_15000_Datos);
Paterna_FJ_2_sm2500_Datos=zeros(mm/p,nn); %Creación de la nueva
%matriz de datos submuestreados
Paterna_FJ_2_sm2500_Datos=Paterna_FJ_2_15000_Datos(1:p:mm,:);
%Relleno de %la matriz con los datos submuestreados

%Borrado de las variables innecesarias
clear('n','fc','fm','fsm','b','a','p','mm','nn','Paterna_FJ_2_15000_
Datos')

```

A5.2. Submuestreo de datos de 2500 Hz a 200 Hz

```

%Programa para el filtrado de datos muestreados a 2,5 kHz con un
%filtro %paso-bajo de Butterworth de 4 polos y frecuencia 40 Hz y
%posterior submuestreo a una frecuencia de 200 Hz. Datos procedentes
%de los datos del tramo Paterna-Fuente del Jarro medidos el 9 de
%noviembre de 2012

%Datos de entrada
n=4; %Número de polos
fc=40; %Frecuencia de filtrado
fm=2500; %Frecuencia de muestreo
frm=5000; %Frecuencia de muestreo "ampliada".
fsm=200; %Frecuencia de submuestreo. Debe ser submúltiplo de la
frecuencia de muestreo ampliada.

clc
%Filtrado de datos
load('PFJ_1_2500_sv.mat') %Cargar el fichero de datos
[b,a]=butter(n,2*fc/fm,'low'); %Cálculo de los coeficientes del
%filtro
Paterna_FJ_1_2500_Datos_sv(:,4:5)=filter(b,a,Paterna_FJ_1_2500_Datos
_sv(:,4:5));

%Interpolación
[mm nn]=size(Paterna_FJ_1_2500_Datos_sv);
Paterna_FJ_1_200=[Paterna_FJ_1_2500_Datos_sv;zeros(mm,nn)];
clear('Paterna_FJ_1_2500_Datos_sv')
Paterna_FJ_1_200(2:2:2*mm,:)=Paterna_FJ_1_200(1:mm,:);
Paterna_FJ_1_200(3:2:2*mm-1,:)=0.5*(Paterna_FJ_1_200(2:2:2*mm-
1,:)+Paterna_FJ_1_200(4:2:2*mm,:));

%Submuestreo
p=frm/fsm; %Razón de submuestreo
[mm nn]=size(Paterna_FJ_1_200);
Paterna_FJ_1_200=Paterna_FJ_1_200(1:p:mm,:);

%Borrado de las variables innecesarias
clear('n','fc','fm','frm','fsm','b','a','p','mm','nn')

```

A5.3. Troceado del vector de datos inicial

```

%Función para trocear los datos del tramo Paterna-Fuente del Jarro
medidos el 9 de noviembre de 2012

%X = vector de datos original
%X1 = matriz de datos troceados, de dimensiones M x P

clc
clear all

%Cargar el fichero de datos
load('PFJ_2_15000.mat')

%Seleccionar la columna correspondiente a las aceleraciones en caja
%de grasa del eje correspondiente
X=Paterna_FJ_2_15000_Datos(:,6);

%Datos de origen
N=length(X); %Longitud del vector original de datos
M=90000; %Nº de muestras que define la longitud de los nuevos
vectores que se generan a partir del vector original
s=3000; %Nº de muestras de solape entre los sucesivos vectores

%Obtención del número de columnas de la matriz de datos troceados,
%es decir, el número de trozos en que se divide el vector original
P=ceil(N/M);

%Generación de la matriz de datos troceados
X1=zeros(M+s,P);

%Relleno de la matriz a partir de los datos del vector original.
%Eliminación del valor medio de cada nuevo vector columna
resto=rem(N,M);
if resto>s || resto==0;
    for i=1:P-1;
        X1(1:M+s,i)=X(1+M*(i-1):M*i+s,1)-mean(X(1+M*(i-1):M*i+s,1));
    end
    X1(1:N-M*(P-1),P)=X(1+M*(P-1):N,1)-mean(X(1+M*(P-1):N,1));
else
    for i=1:P-2;
        X1(1:M+s,i)=X(1+M*(i-1):M*i+s,1)-mean(X(1+M*(i-1):M*i+s,1));
    end
    X1(1:N-M*(P-2),P-1)=X(1+M*(P-2):N,1)-mean(X(1+M*(P-2):N,1));
    X1(1:N-M*(P-1),P)=X(1+M*(P-1):N,1)-mean(X(1+M*(P-1):N,1));
end

%Borrado de las variables innecesarias
clear('resto','N','i','P','X','Paterna_FJ_2_15000_Datos');

```

A5.4. Obtención de los espectrogramas y acelerogramas

```

%Función para representar en un diagrama tiempo-frecuencia y en
%gráficas en función del tiempo los datos troceados del tramo
%Paterna-Fuente del Jarro medidos el 9 de noviembre de 2012.
%Generación de las correspondientes figuras.

clc

%Datos iniciales:
%M = Número de datos no solapados de cada vector de datos
%s = Número de datos solapados de cada vector de datos con el vector
%siguiente
%Xl = Matriz de datos troceados
%linic = longitud del vector inicial de datos
fm = 15000; %frecuencia de muestreo
l = hann(7500); %tipo y longitud de las sucesivas ventanas
n = 6750; %solape entre las sucesivas ventanas
lceros = 2048*4; %nº de puntos con los que se calculan las TDF de las
sucesivas ventanas

%Representación de los datos por fragmentos coincidentes con cada
%una de las columnas de la matriz Xl
in=31; %Fragmento inicial para representar
fi=34; %Fragmento final para representar

for i=in:fi;

    %Creación del nombre de la figura de cada espectrograma
    nombre=sprintf('PFJ2_2500_ER_%03d',i);

    %Dimensiones de la figura
    rect = [50, 50, 1200, 400];

    %Posición en la que aparece en la pantalla
    prect=[1 1 26.5 8];

    %Generación de la figura
    fig=figure (10000000+i);
    set(fig,'Position',rect,'PaperPosition',prect)

    %Selección de la columna cuyos datos se representan en el
    %espectrograma
    X = Xl(:,i);

    fm=15000; %frecuencia de muestreo
    N=length(X); %longitud de cada vector columna (N = M + s)

    %Cálculo del espectrograma. Datos de salida:
    %F = vector de frecuencias (eje de ordenadas)
    %T = vector de tiempos (eje de abcisas)
    %P = matriz de amplitudes para cada valor de F y T
    [~,F,T,P] = spectrogram(X,l,n,lceros,fm);

    %Actualización del vector de tiempos
    T=M/fm*(i-1)+T;

```

```

%Representación gráfica de los valores obtenidos en el cálculo
%del espectrograma
surf(T,F,10*log10(P),'edgecolor','none'); axis tight;
view(0,90);
xlabel('tiempo (s)'); ylabel('frecuencia (Hz)');
ylim([0 1250]); %Rango de frecuencias para mostrar
caxis([-110 20]); %Rango de amplitudes para mostrar
colorbar %Mostrar leyenda de colores para las amplitudes

%Guardado de las figuras en la carpeta utilizada actualmente
g=1; %Variable para el guardado opcional de los espectrogramas
%(1 = guardar; 0 = no guardar)
if g==1
    print(fig, '-dpng', '-r300', nombre)
    close(fig)
end

%Representación de las aceleraciones en el tiempo en
%fragmentos de igual longitud que los espectrogramas
aa0=1; %Variable para la obtención opcional de los diagramas
%(1 = obtener; %0 = no obtener)
if aa0==1
    t=(0:M+s-1)/fm;
    t=M/fm*(i-1)+t;
    [b c]=size(X1);

    %Creación del nombre de la figura de cada acelerograma
    nombre_ac=sprintf('PFJ2_2500_ER_AC_%03d',i);

    %Dimensiones de la figura
    rect = [250, 50, 1300, 400];

    %Posición en la que aparece en la pantalla
    prect=[1 1 24 8];

    %Generación de la figura
    fig_ac=figure(3000+i);
    set(fig_ac, 'Position', rect, 'PaperPosition', prect)
    plot(t,X)
    xlim([t(1) t(length(t))])
    title('Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje
portador. Paterna - Fte. Jarro (2)')
    xlabel('tiempo (s)')
    ylabel('aceleración (m/s^2)')
    grid on

    %Guardado de las figuras en la carpeta utilizada actualmente
    if g==1 %Variable para el guardado opcional de los
%acelerogramas (1 = guardar; 0 = no guardar)
        print(fig_ac, '-dpng', '-r150', nombre_ac)
        close(fig_ac)
    end
end
end
end

```


Anexo 6. Gráficos de aceleraciones y espectrogramas

En el presente anexo se muestran los gráficos de aceleraciones, en el dominio del tiempo, y sus correspondientes espectrogramas para cada una de las mediciones realizadas a propósito de esta tesis. Dichas medidas se realizaron el 9 de noviembre de 2012 y son las explicadas en el capítulo 4.1.

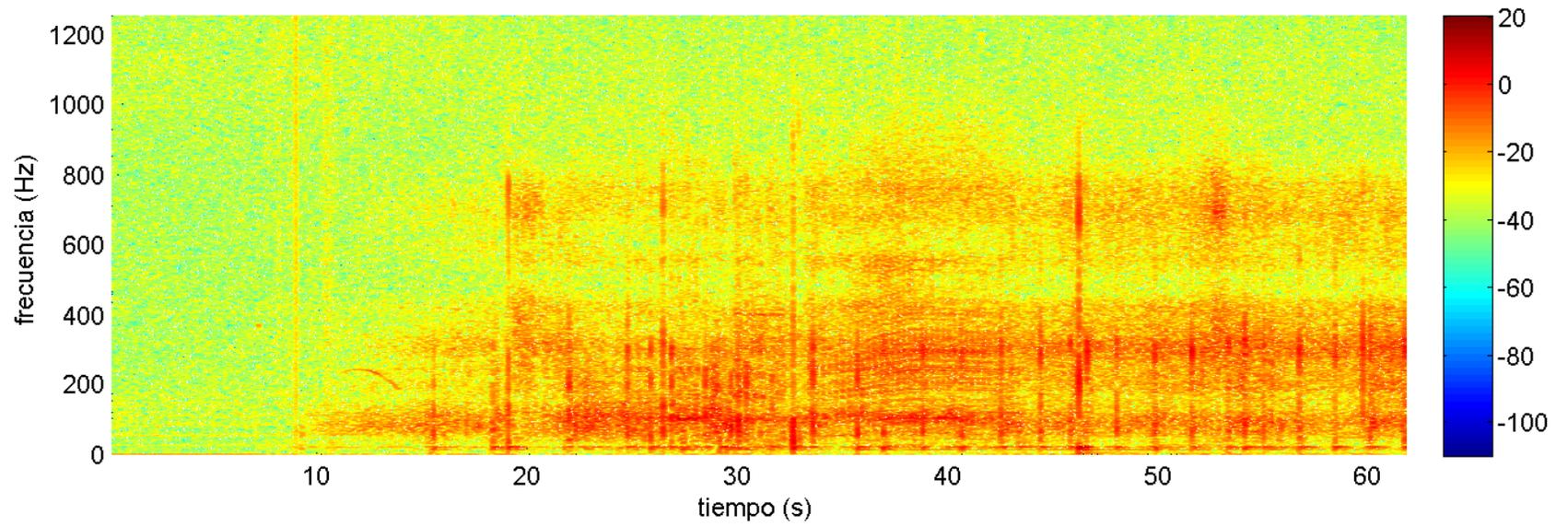
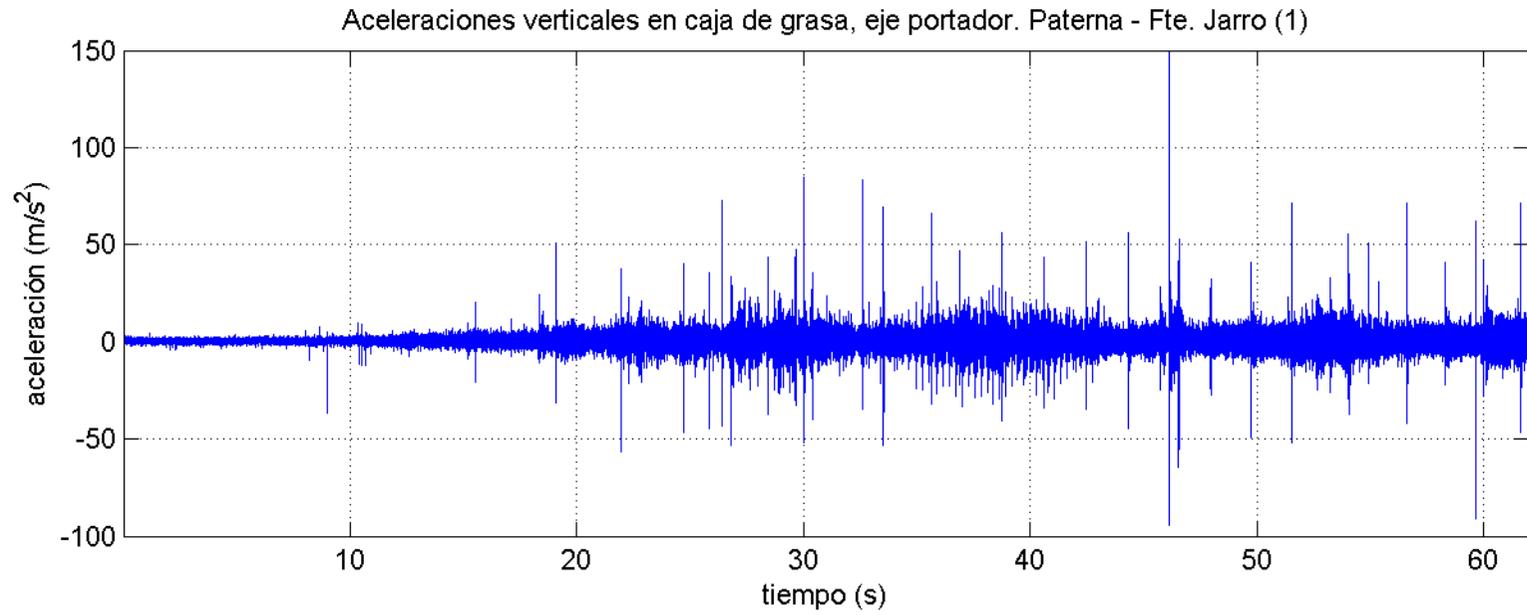
Cabe señalar que, de los 5 viajes de ida y vuelta que se realizaron entre Paterna y Fuente del Jarro, el único que no se muestra es el cuarto viaje de ida, ya que la toma de datos resultó defectuosa. La denotación de la frecuencia de filtrado y la de muestreo se efectúa conforme a lo dispuesto en esta tesis. Por ejemplo: los datos filtrados a 1000 Hz y muestreados posteriormente a 2500 Hz se refieren como 1000/2500 Hz.

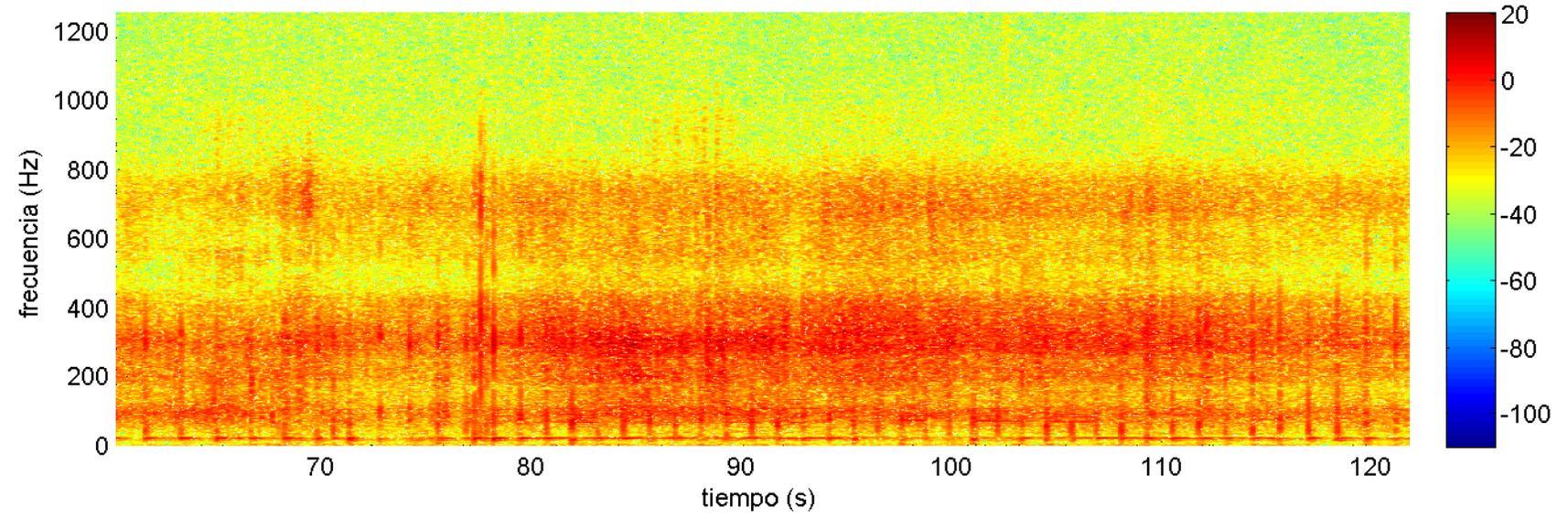
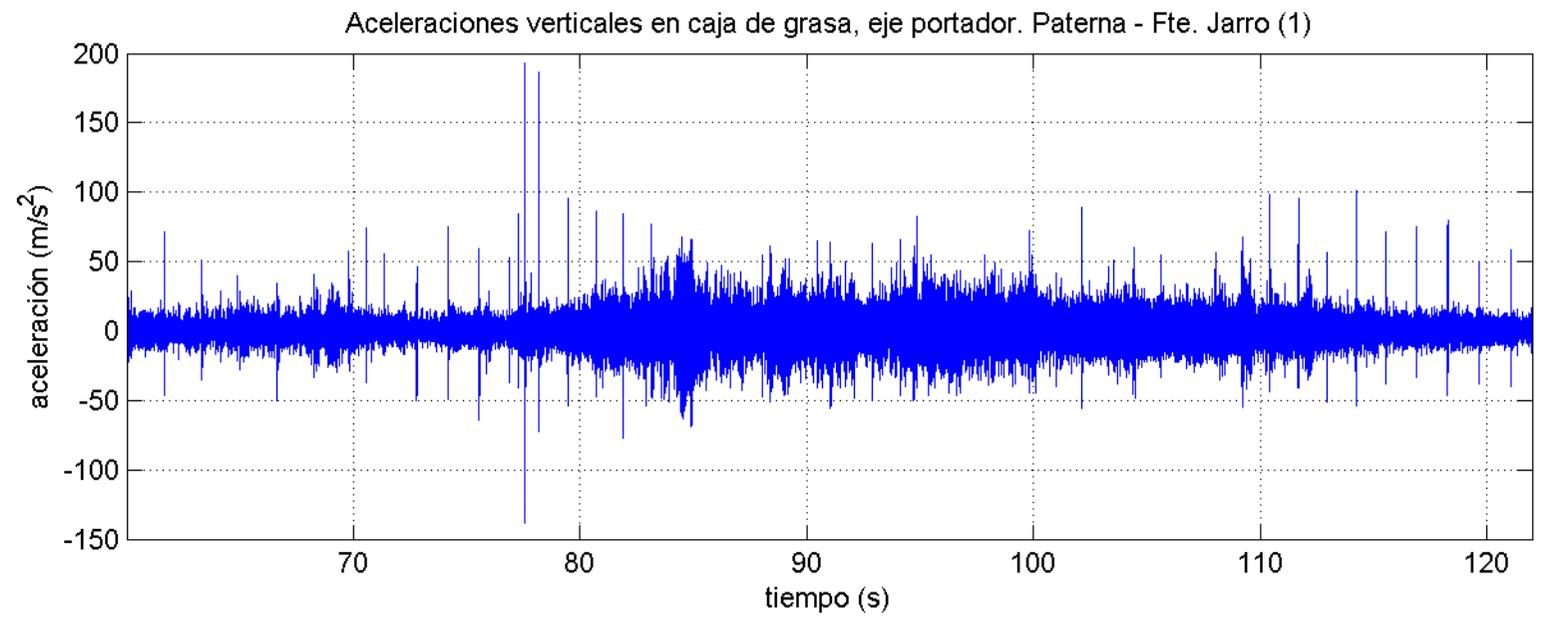
A continuación se muestra la relación de datos expuestos en este anexo:

Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 1. Eje portador	132
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 1. Eje motor.....	137
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 2. Eje portador	142
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 2. Eje motor.....	146
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje portador	150
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje portador	155
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje motor.....	158
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje motor.....	163
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 5. Eje portador	166
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 5. Eje motor.....	171
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 1. Eje portador	176
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 1. Eje motor.....	181
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 2. Eje portador	186
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 2. Eje motor.....	191
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje portador	196
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje portador	201
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje motor.....	204
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje motor.....	209
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 4. Eje portador	212
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 4. Eje motor.....	217
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 5. Eje portador	222
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 5. Eje motor.....	226
València Sud – Paterna. Eje portador	230
Paterna – València Sud. Eje portador	256

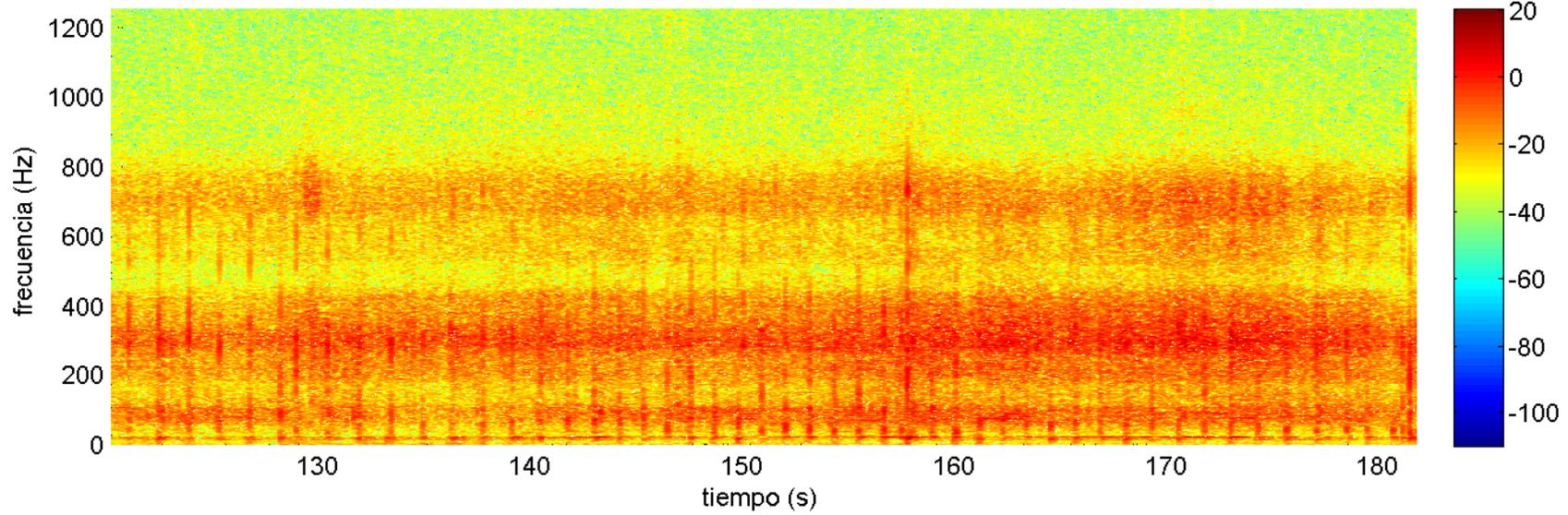
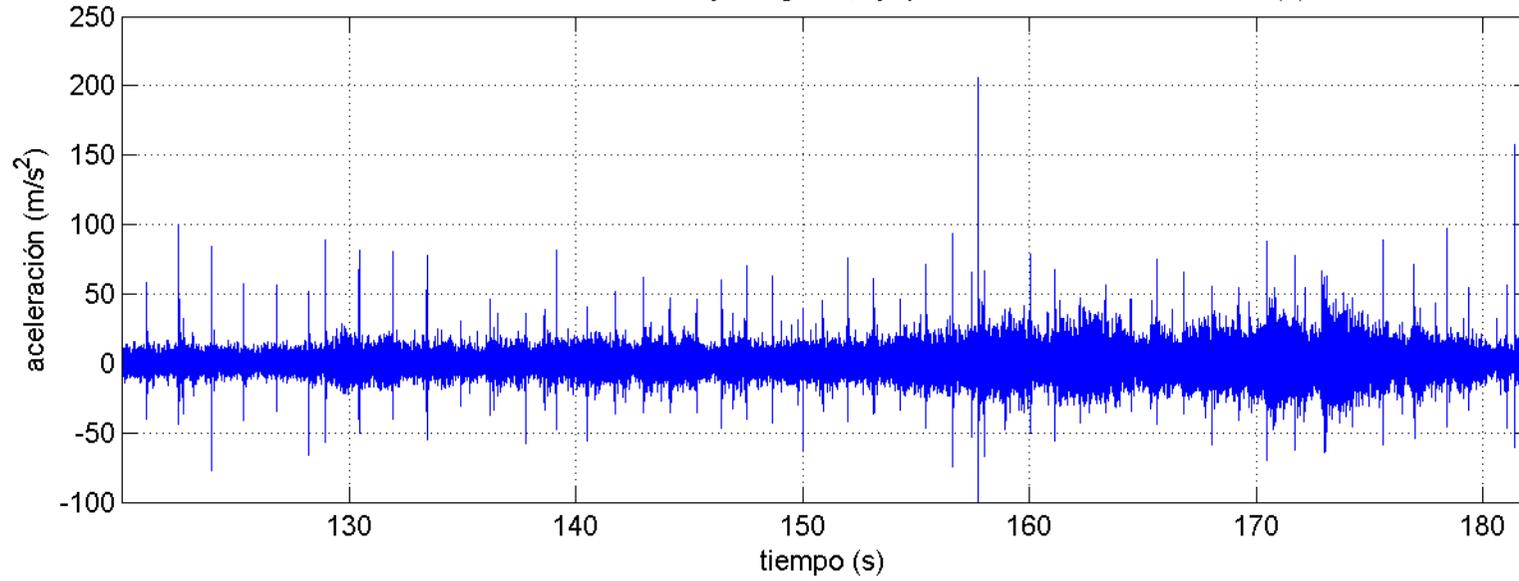
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 1. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz

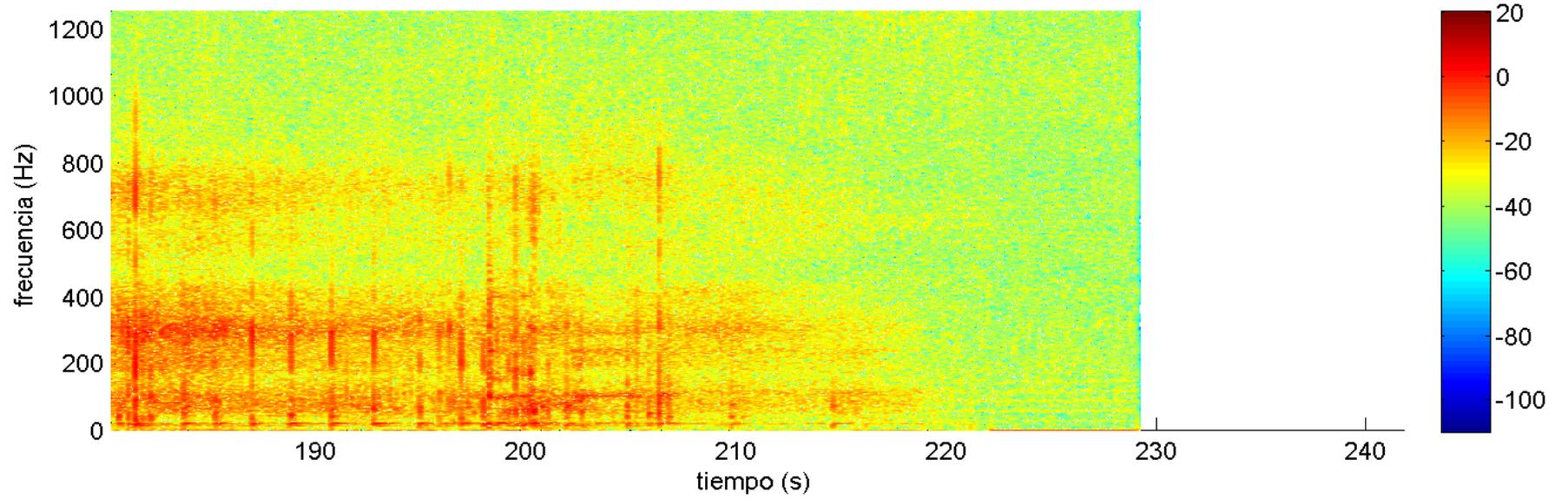
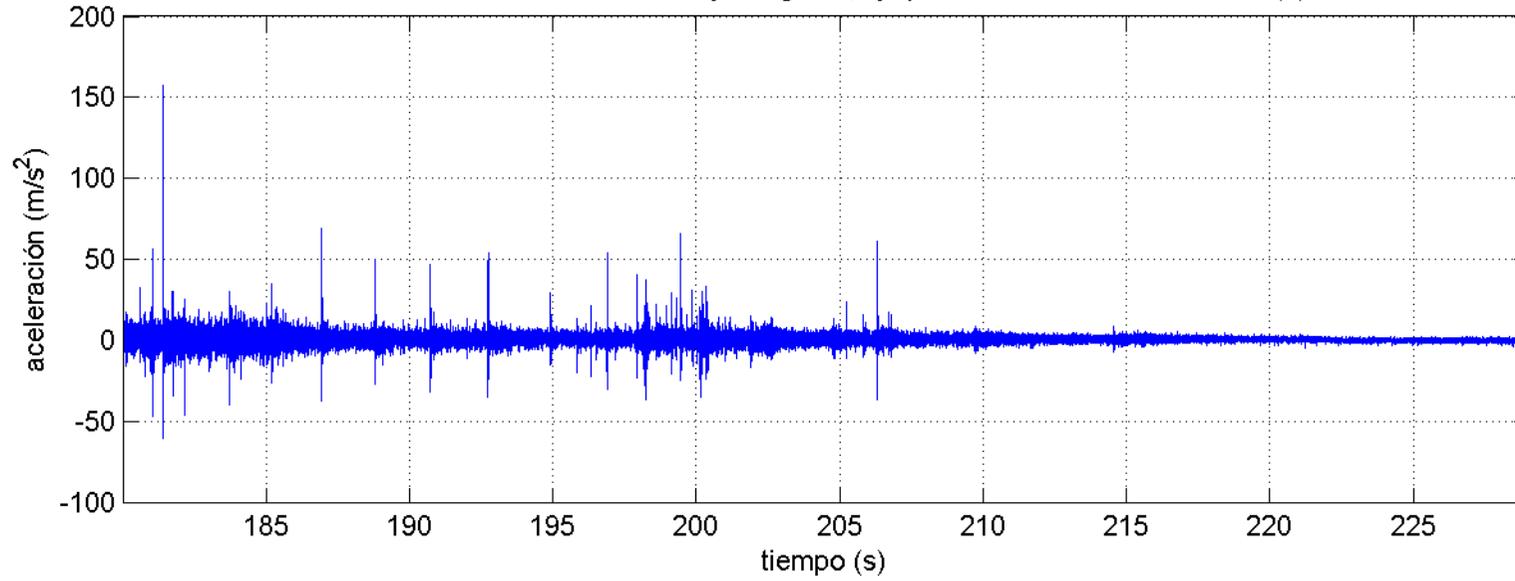




Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Paterna - Fte. Jarro (1)

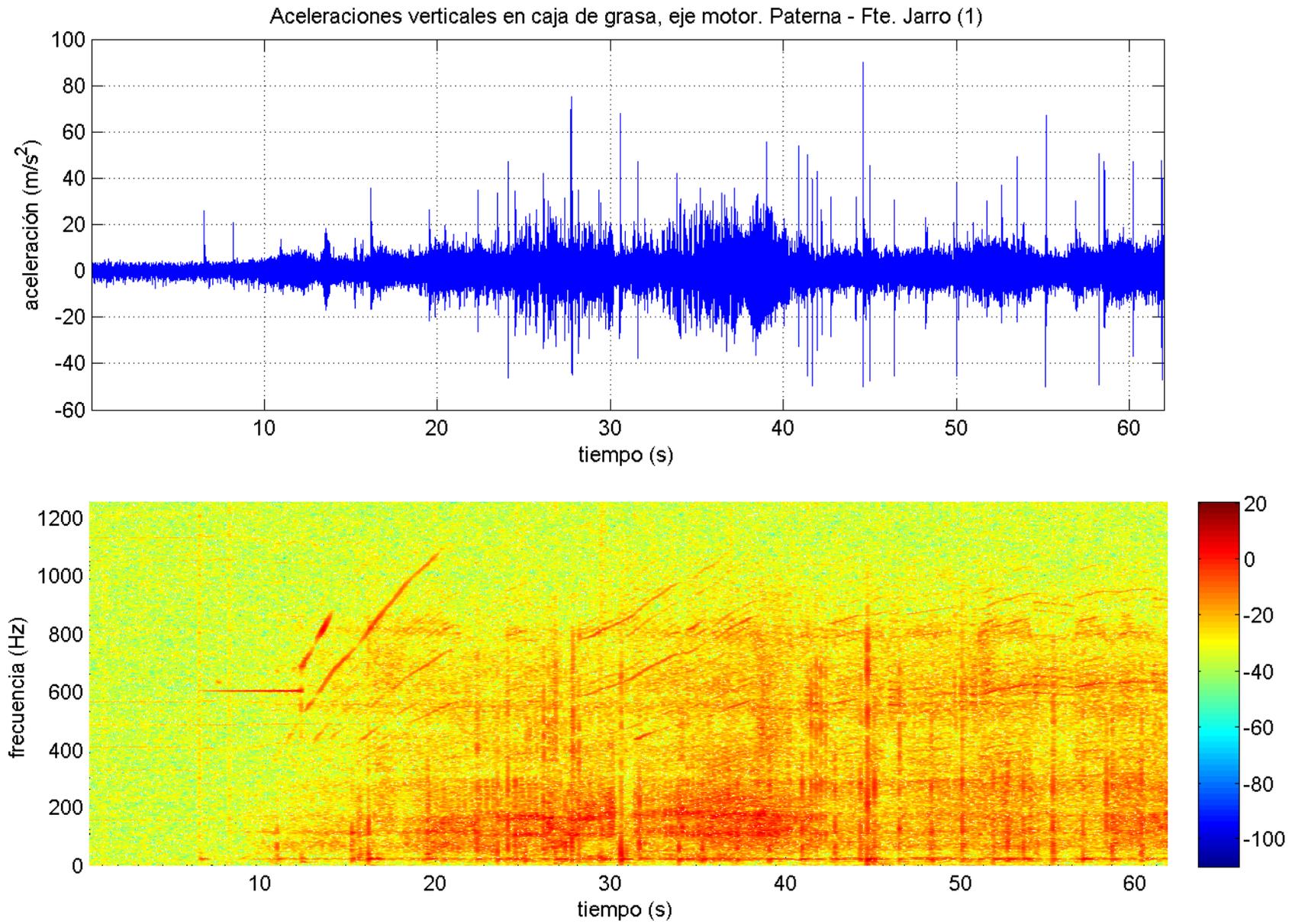


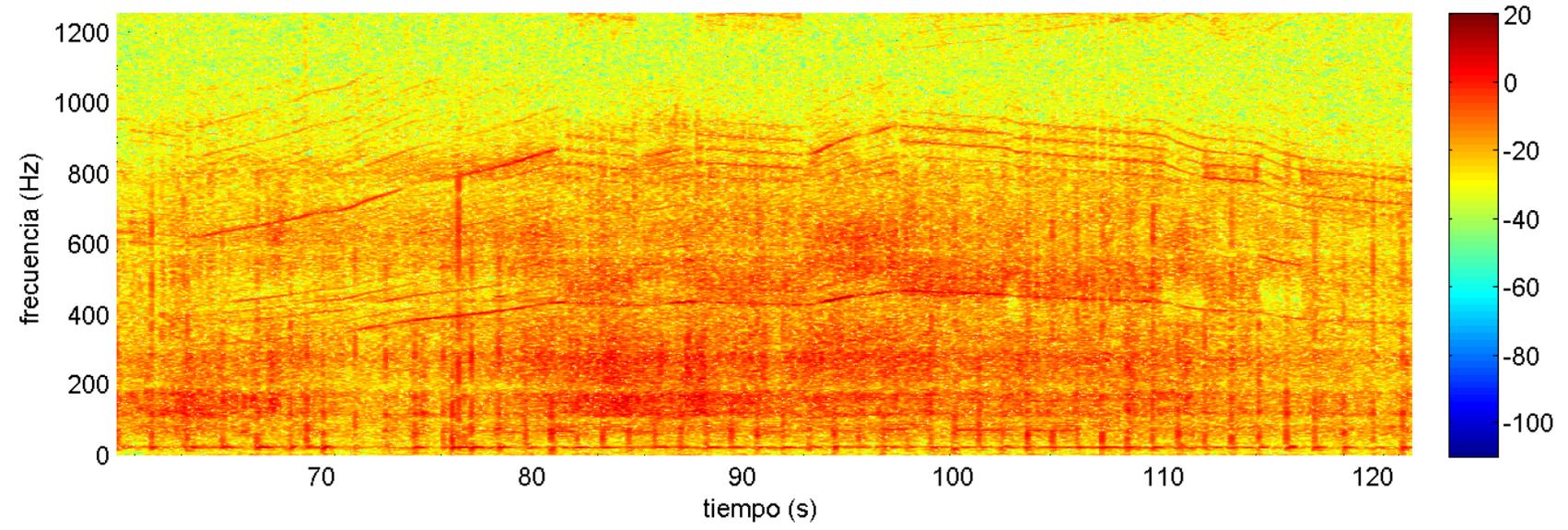
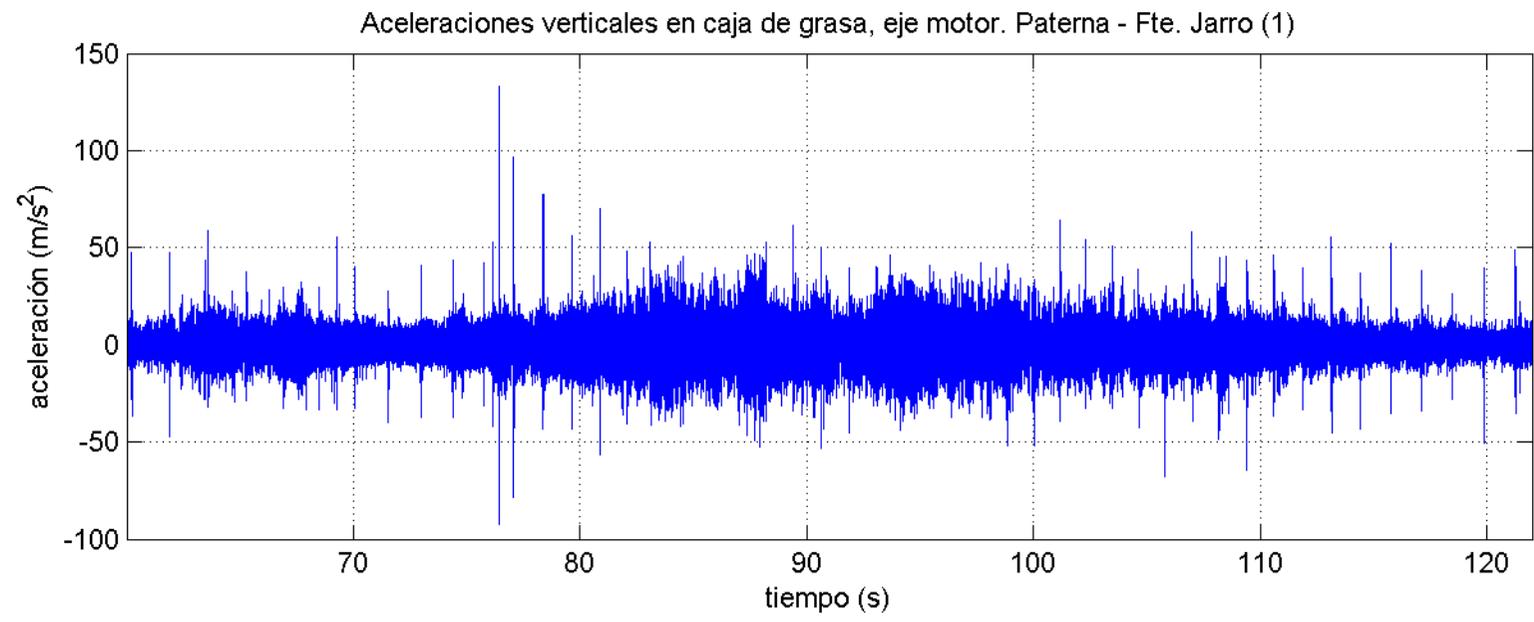
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Paterna - Fte. Jarro (1)

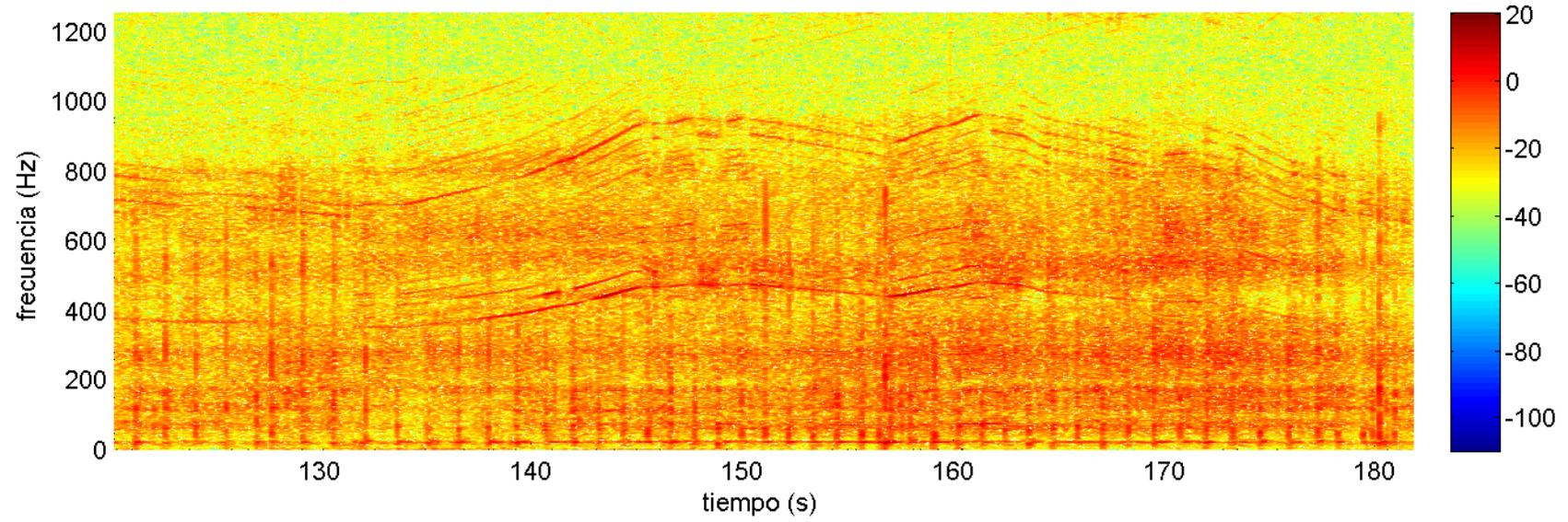
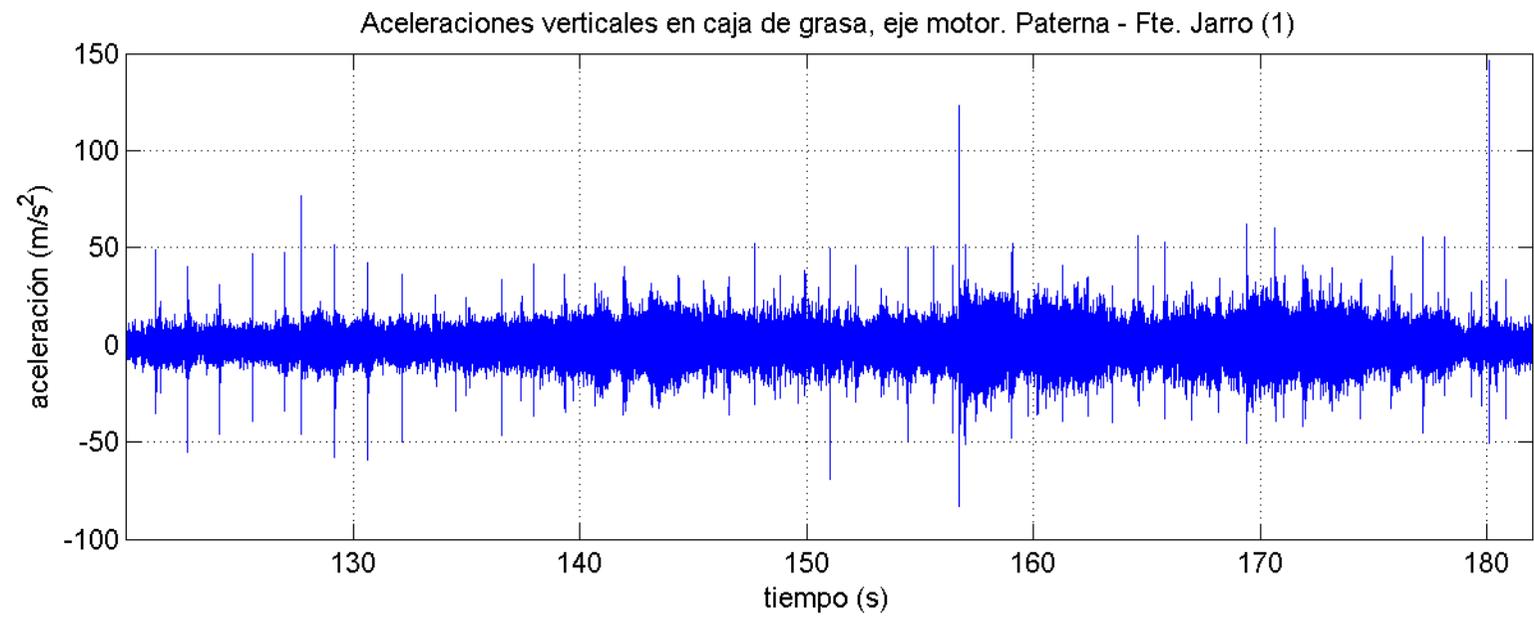


Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 1. Eje motor

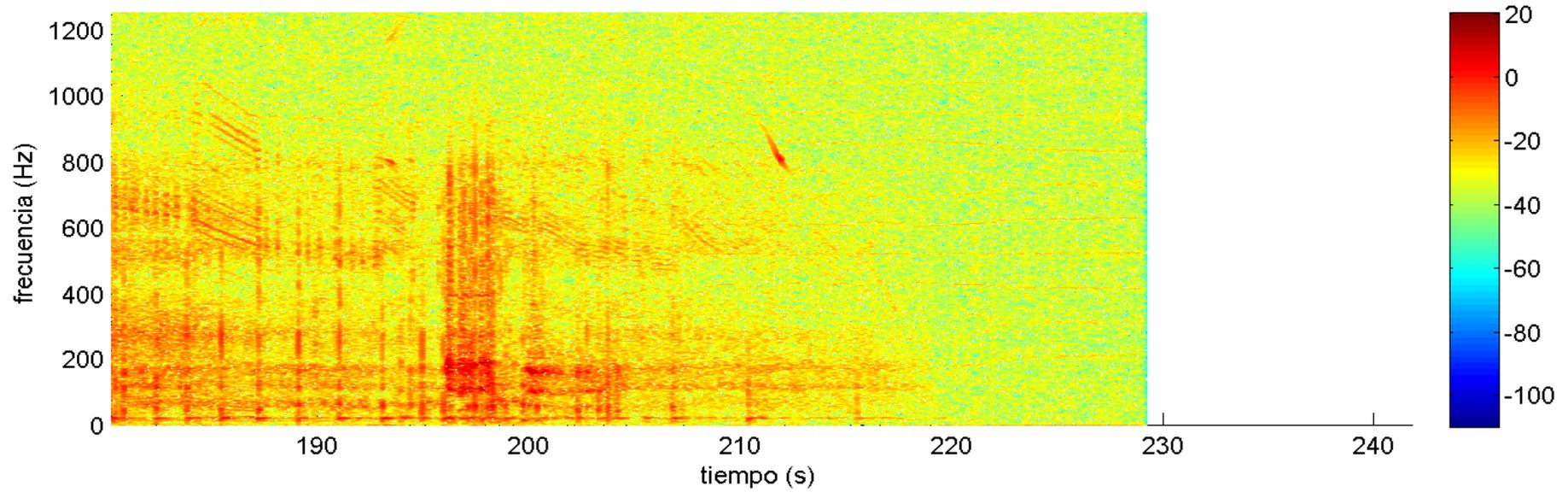
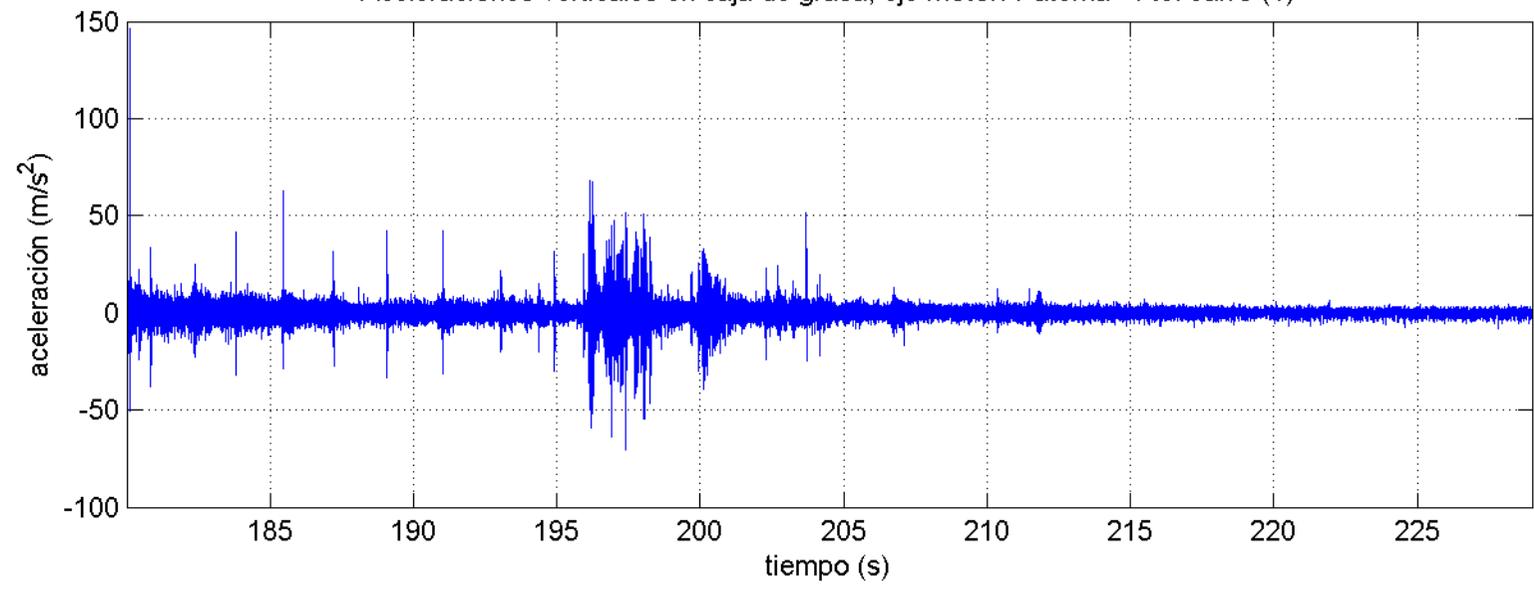
Datos registrados a 1000 / 2500 Hz







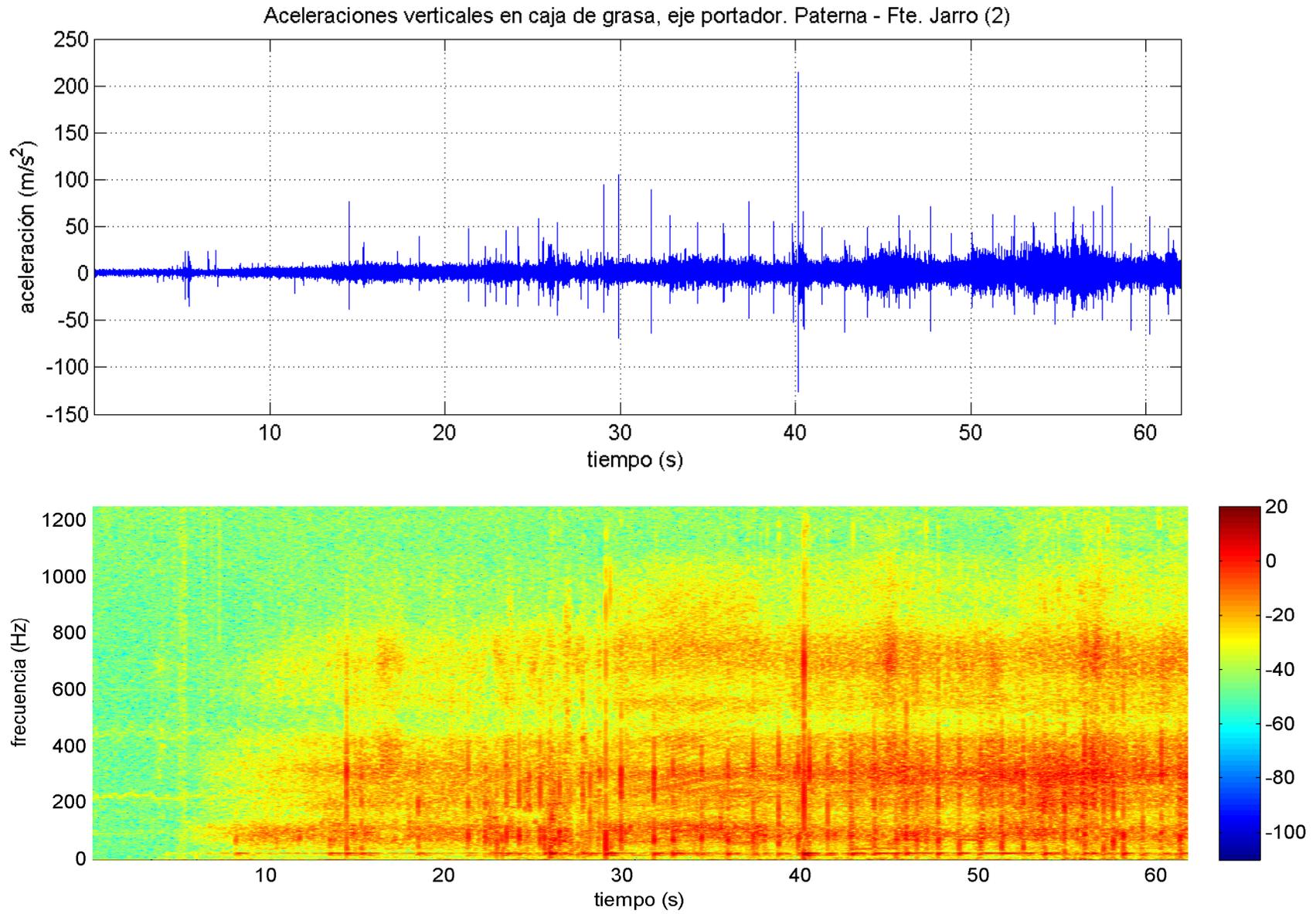
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Paterna - Fte. Jarro (1)

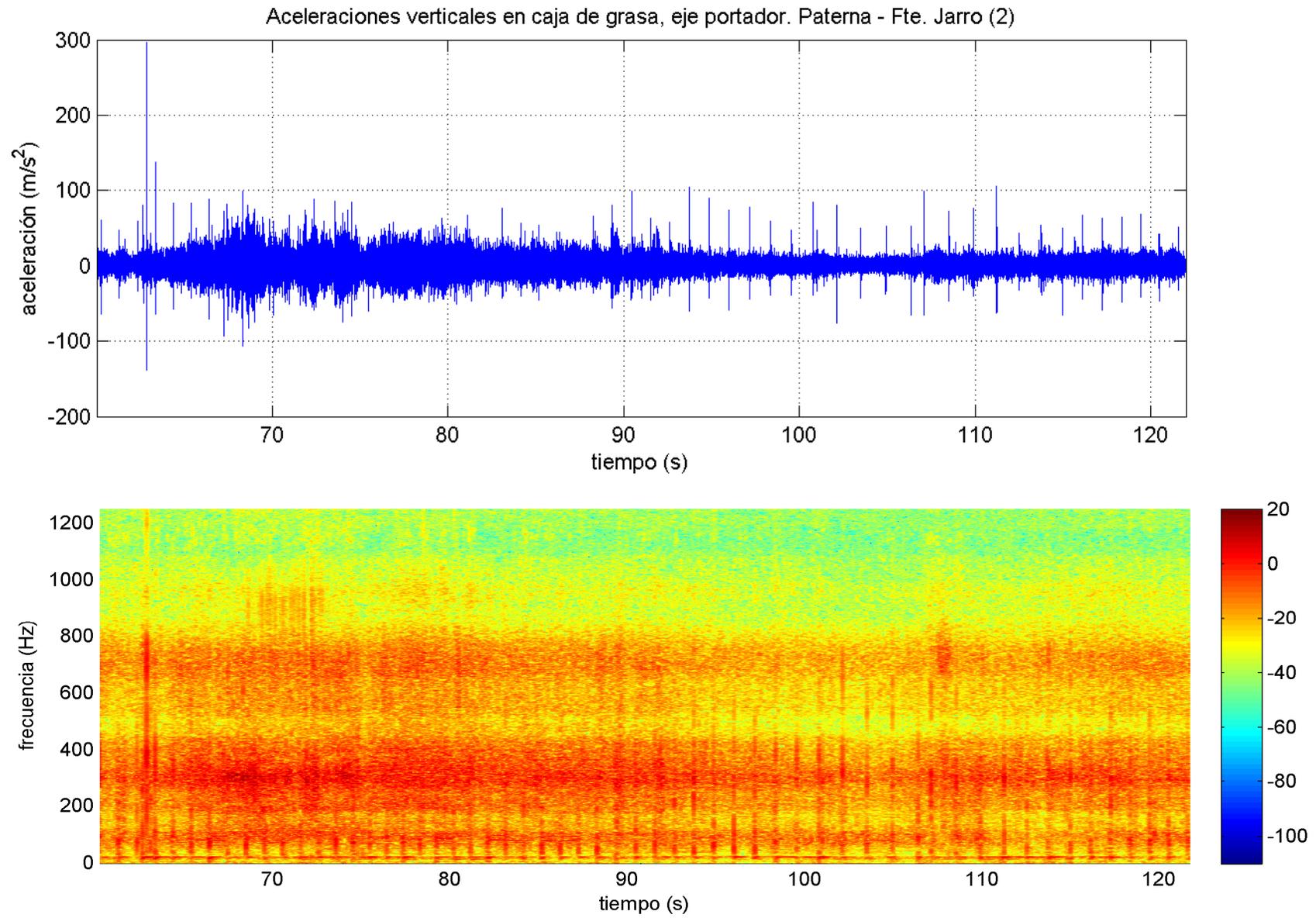


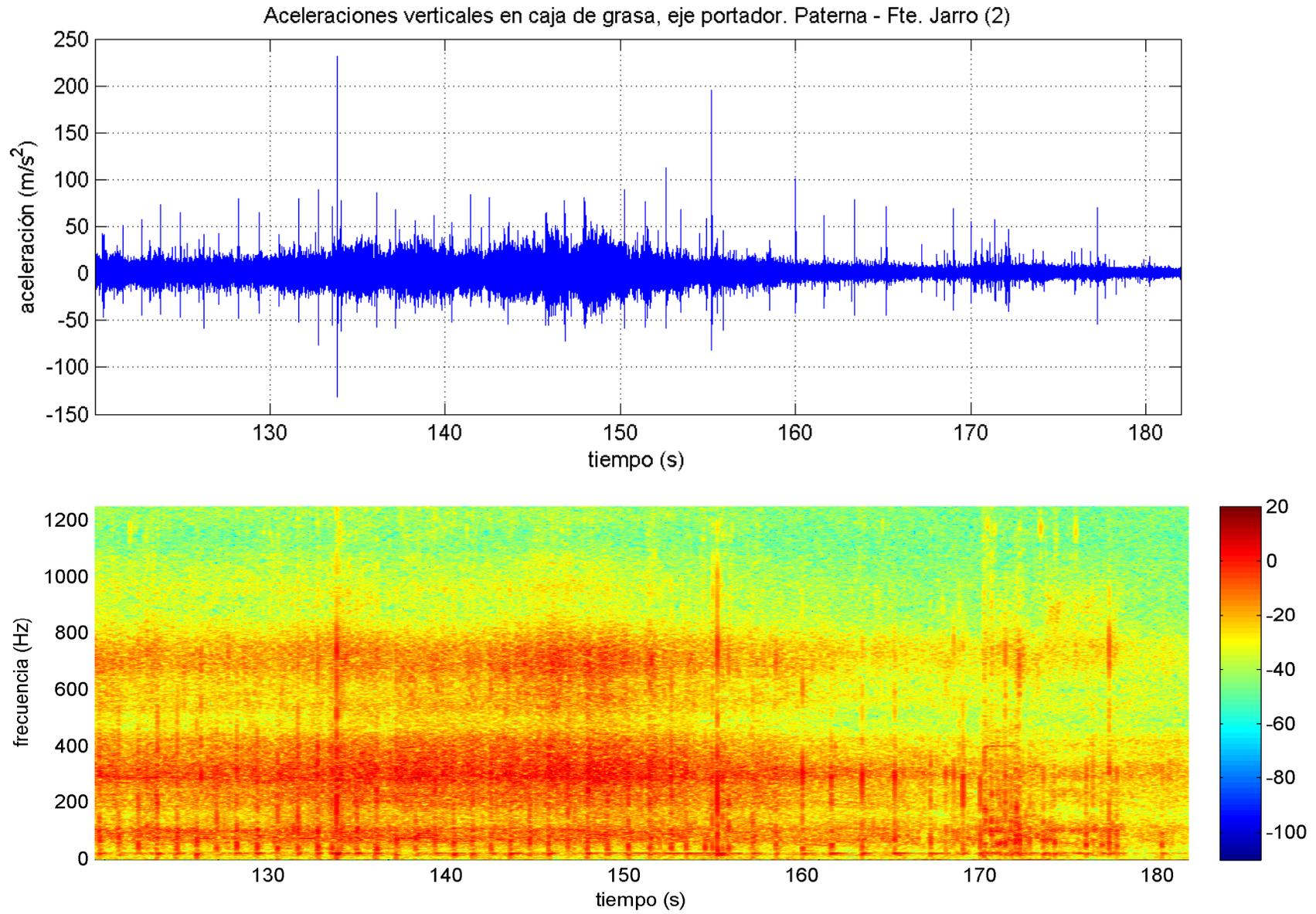
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 2. Eje portador

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.





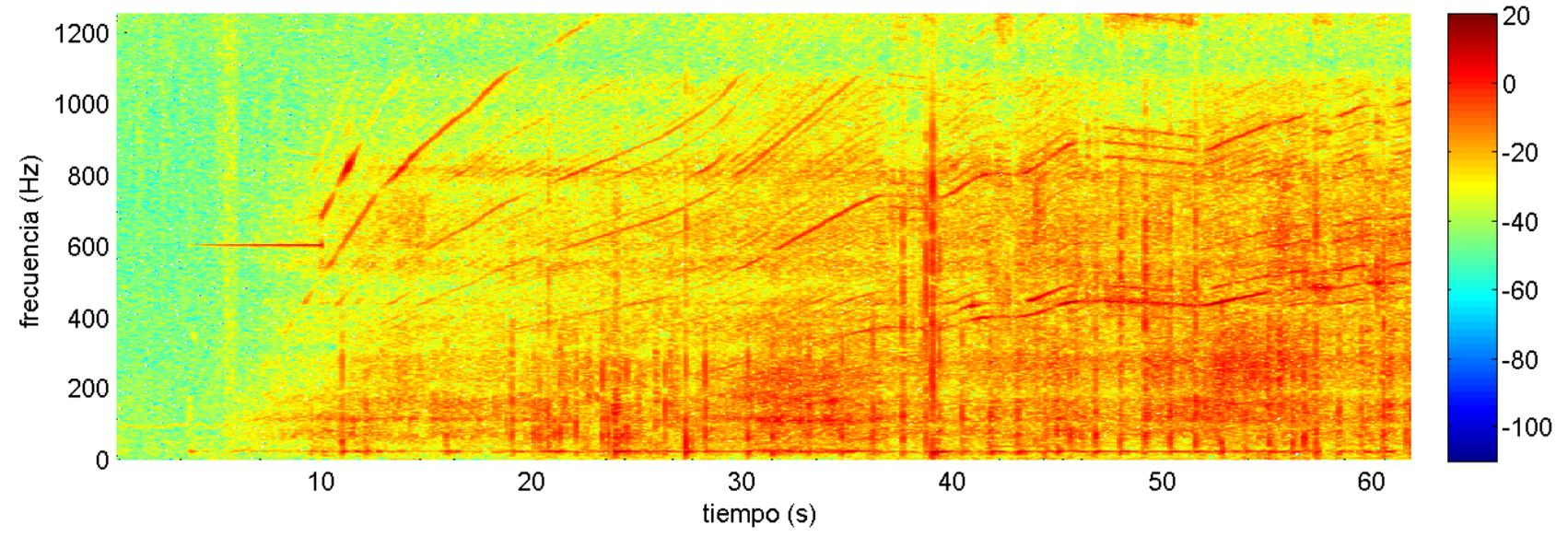
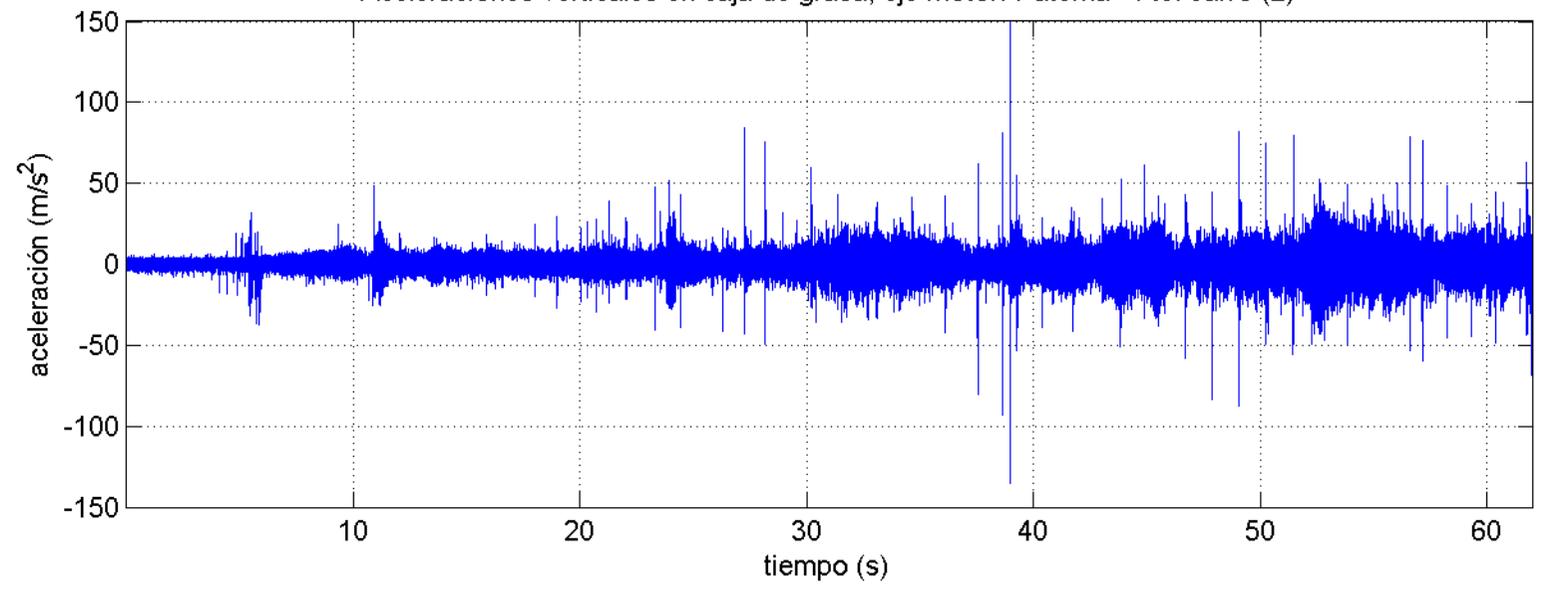


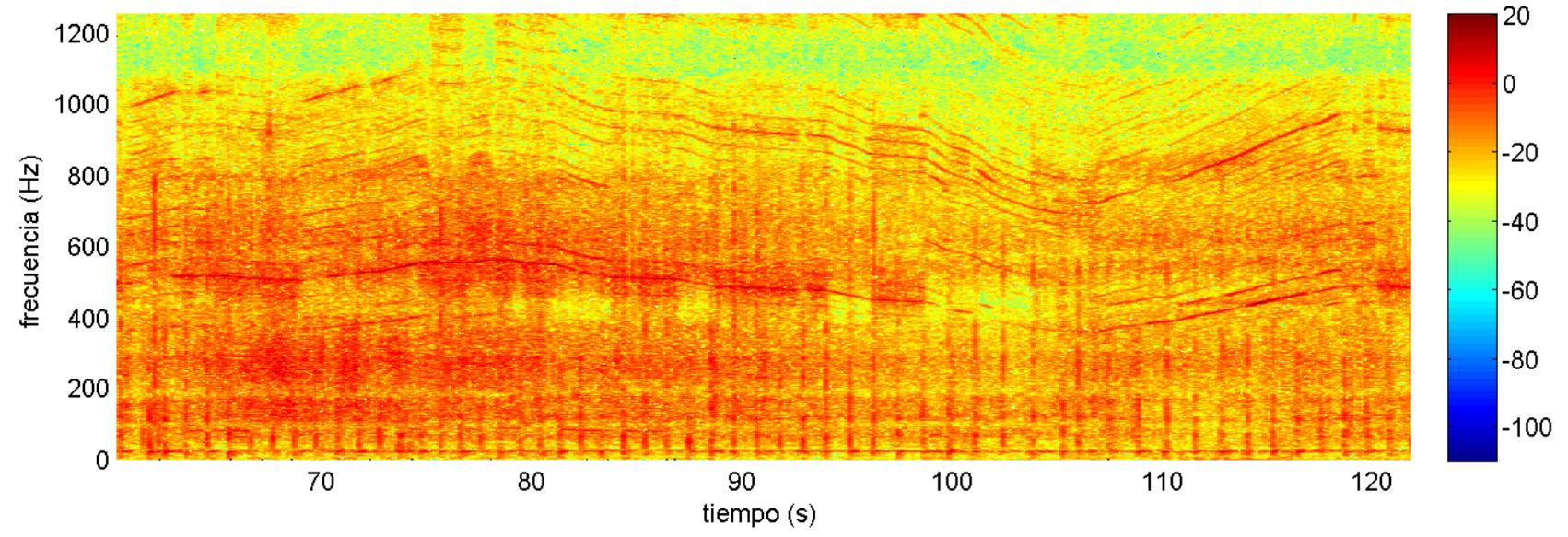
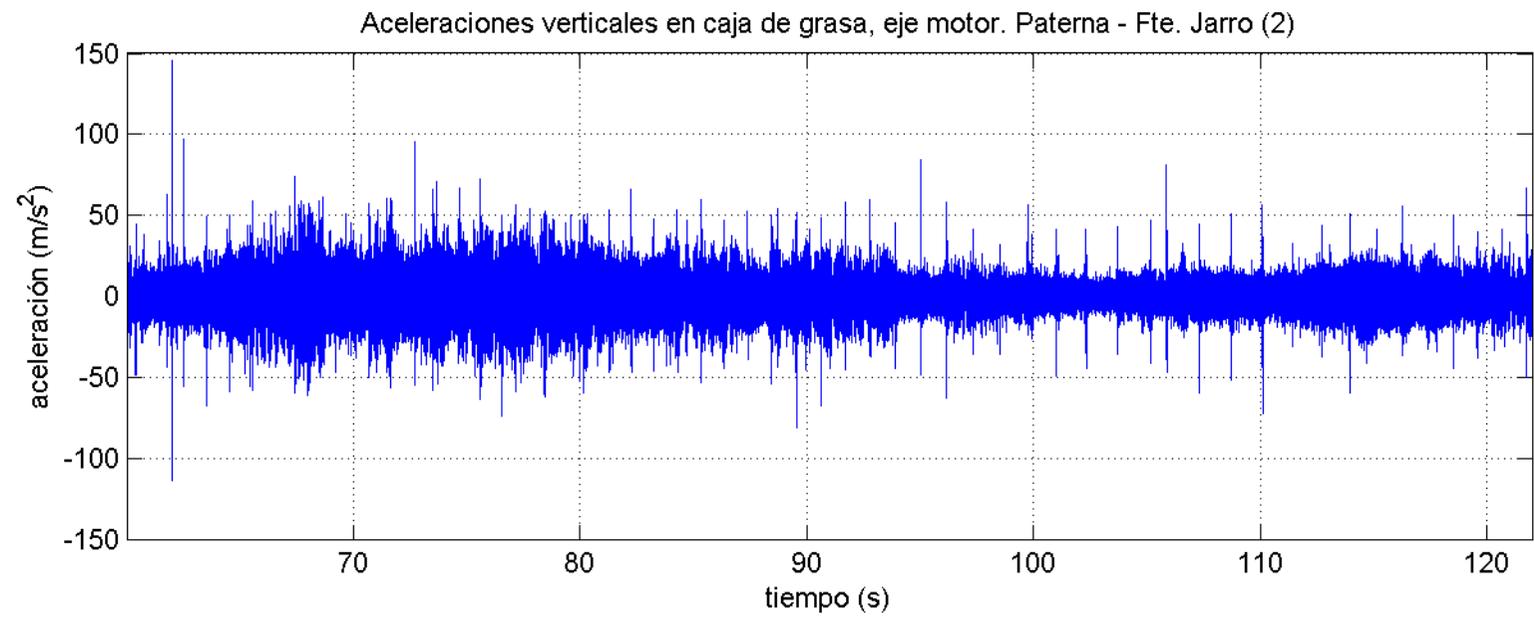
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 2. Eje motor

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz.

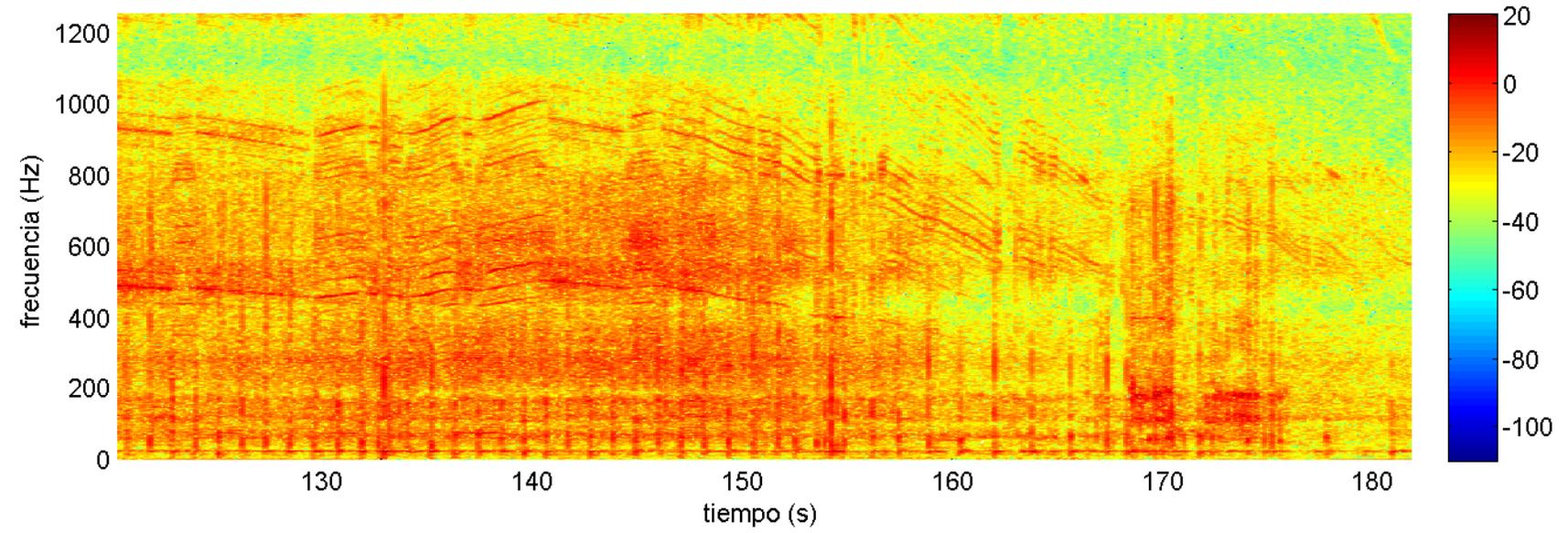
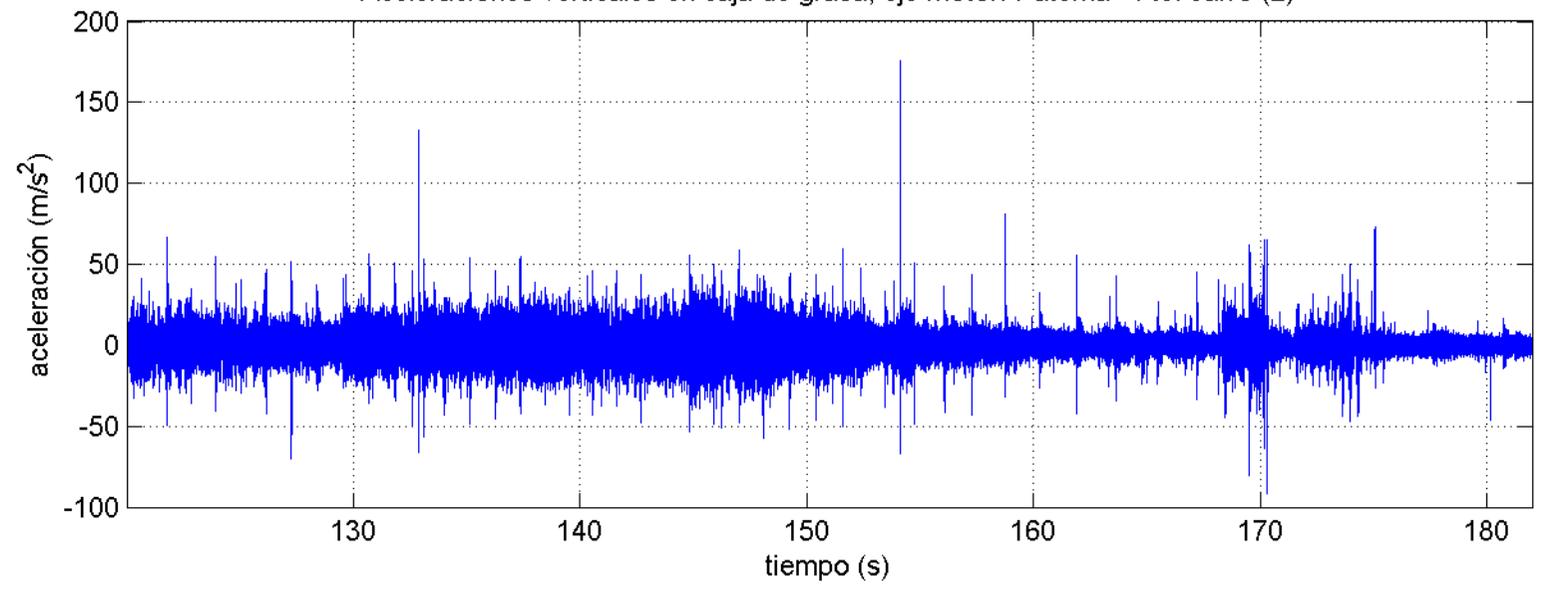
Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.

Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Paterna - Fte. Jarro (2)





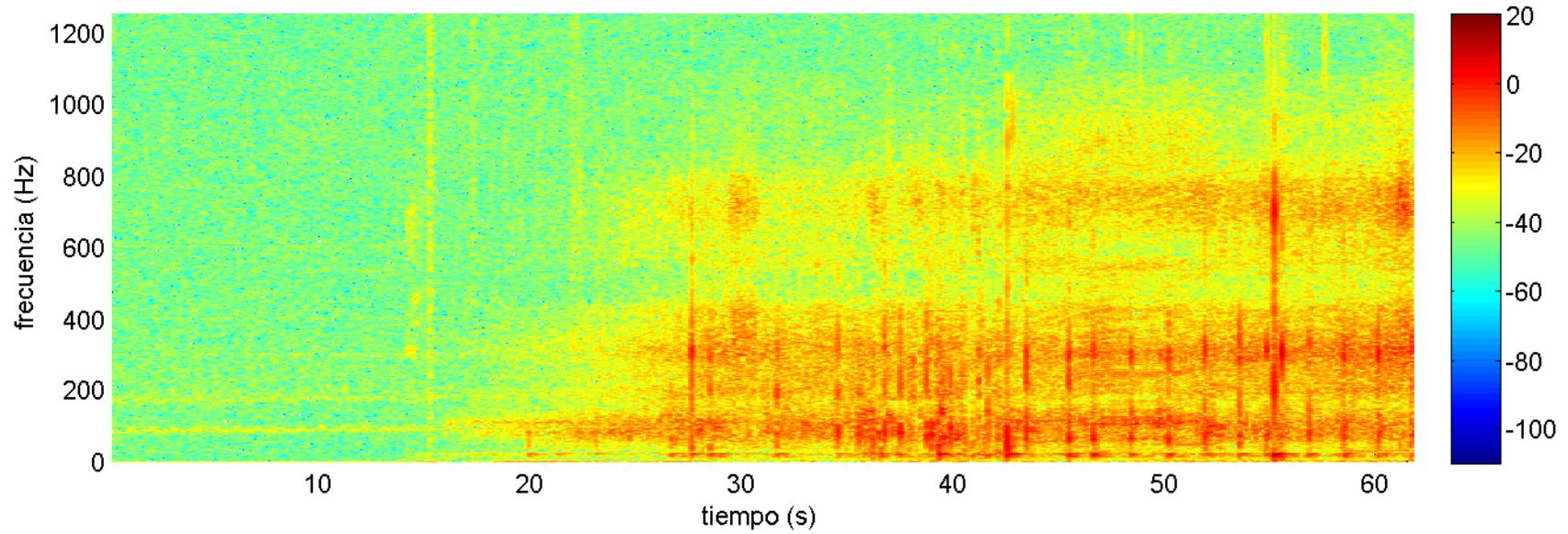
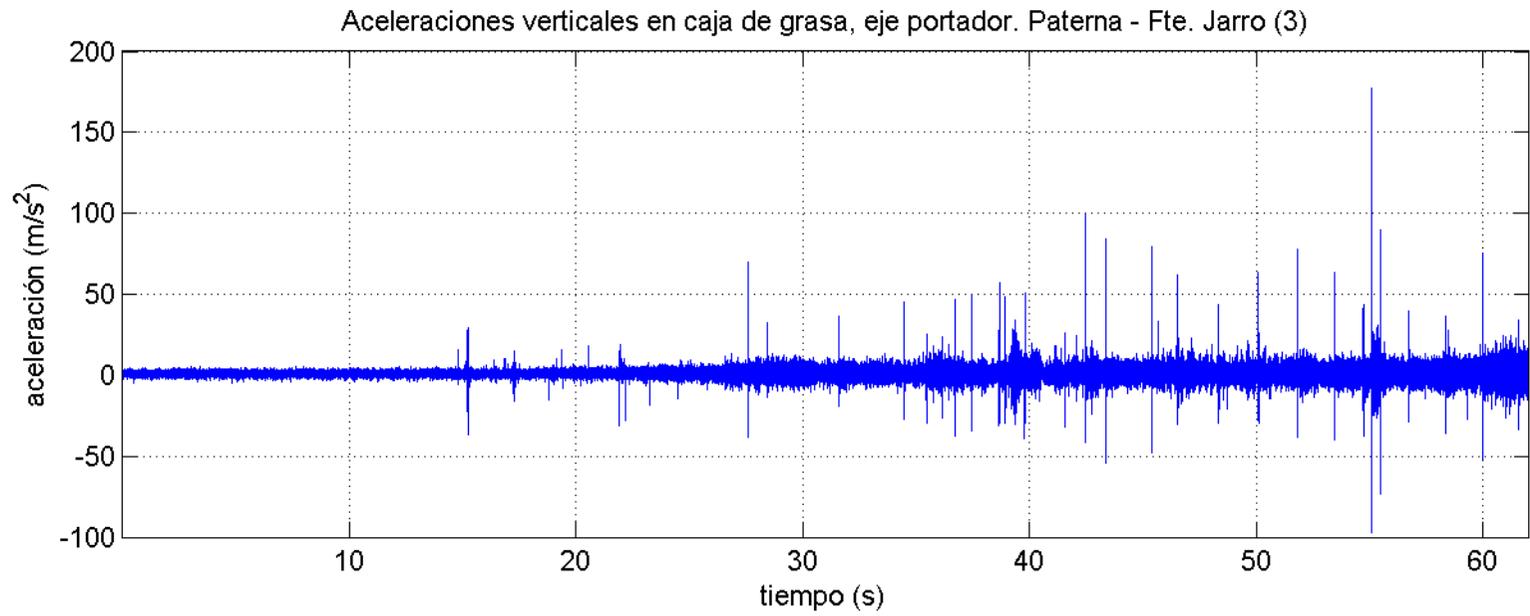
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Paterna - Fte. Jarro (2)

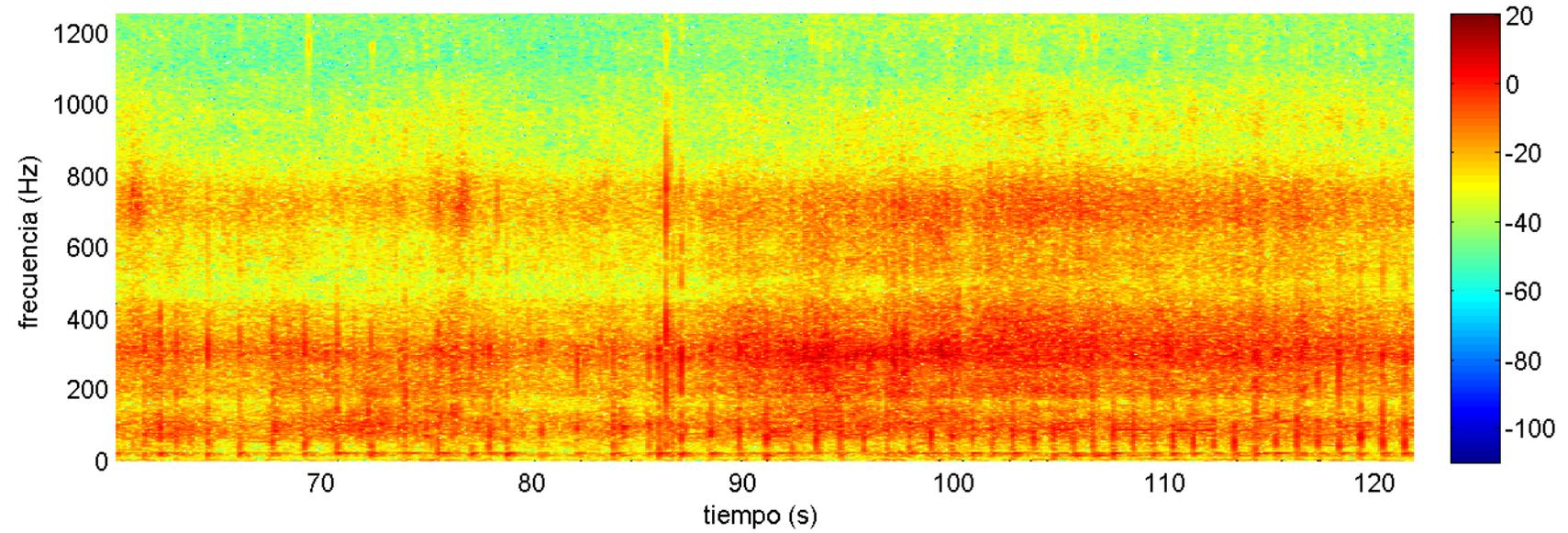
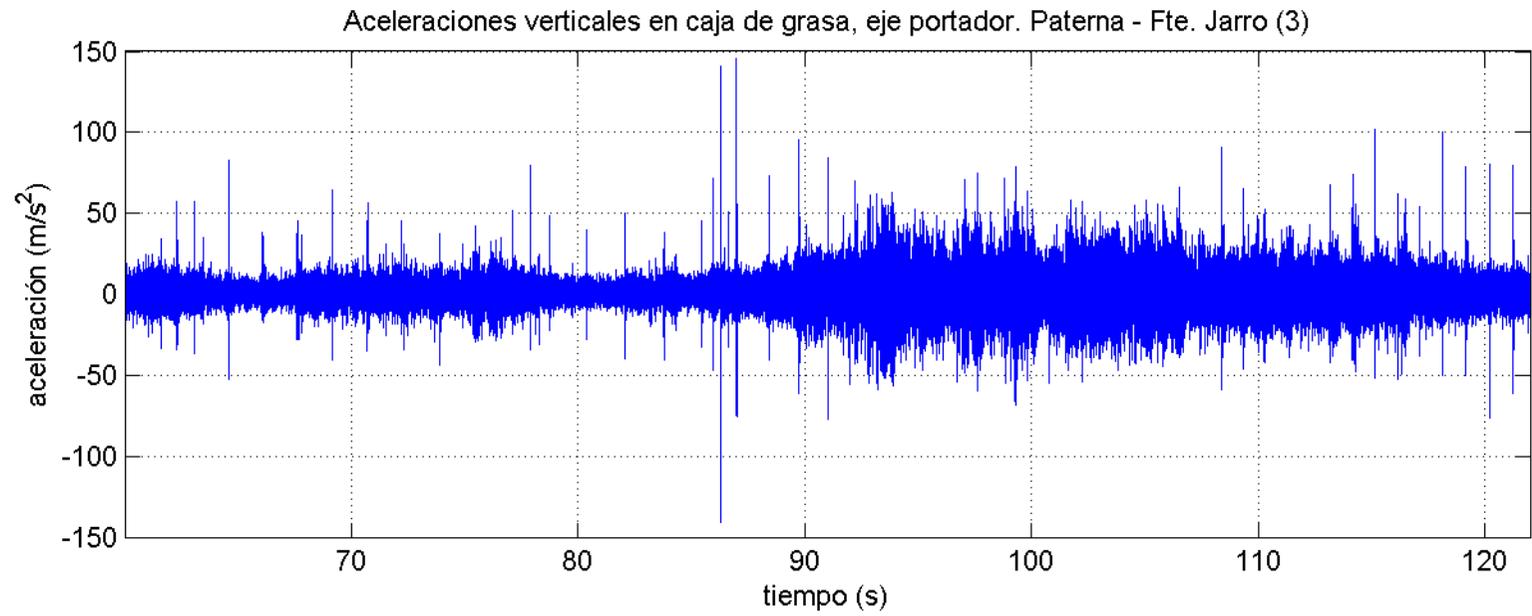


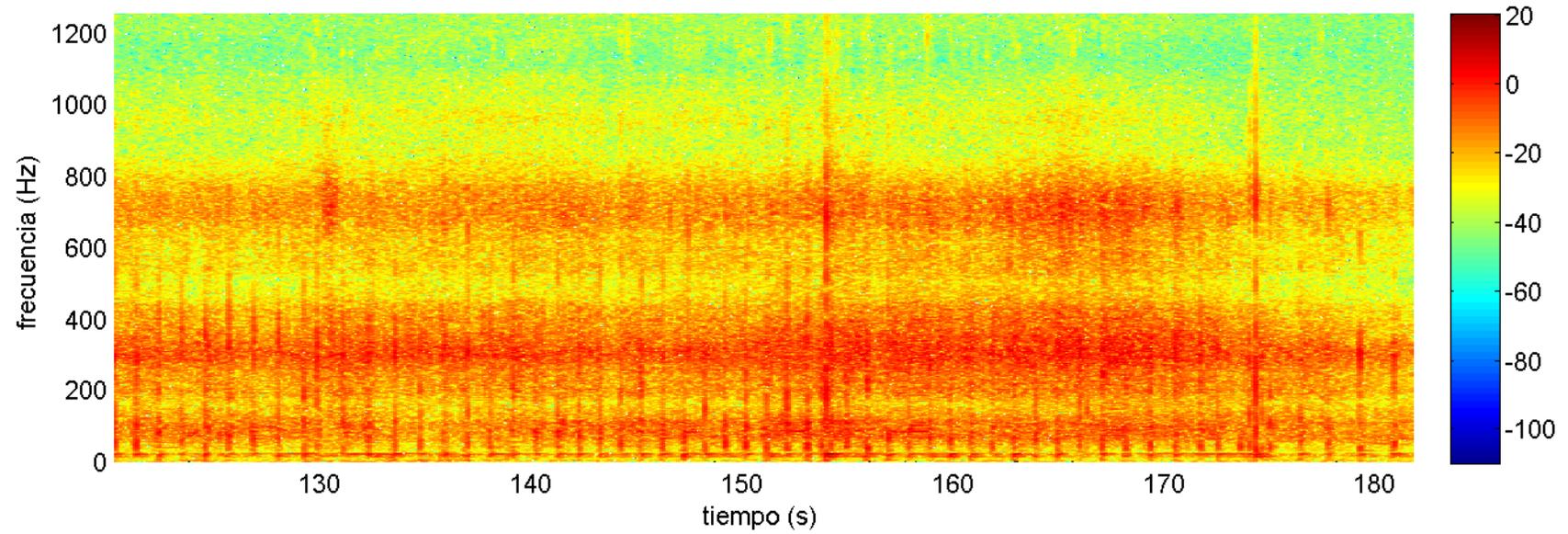
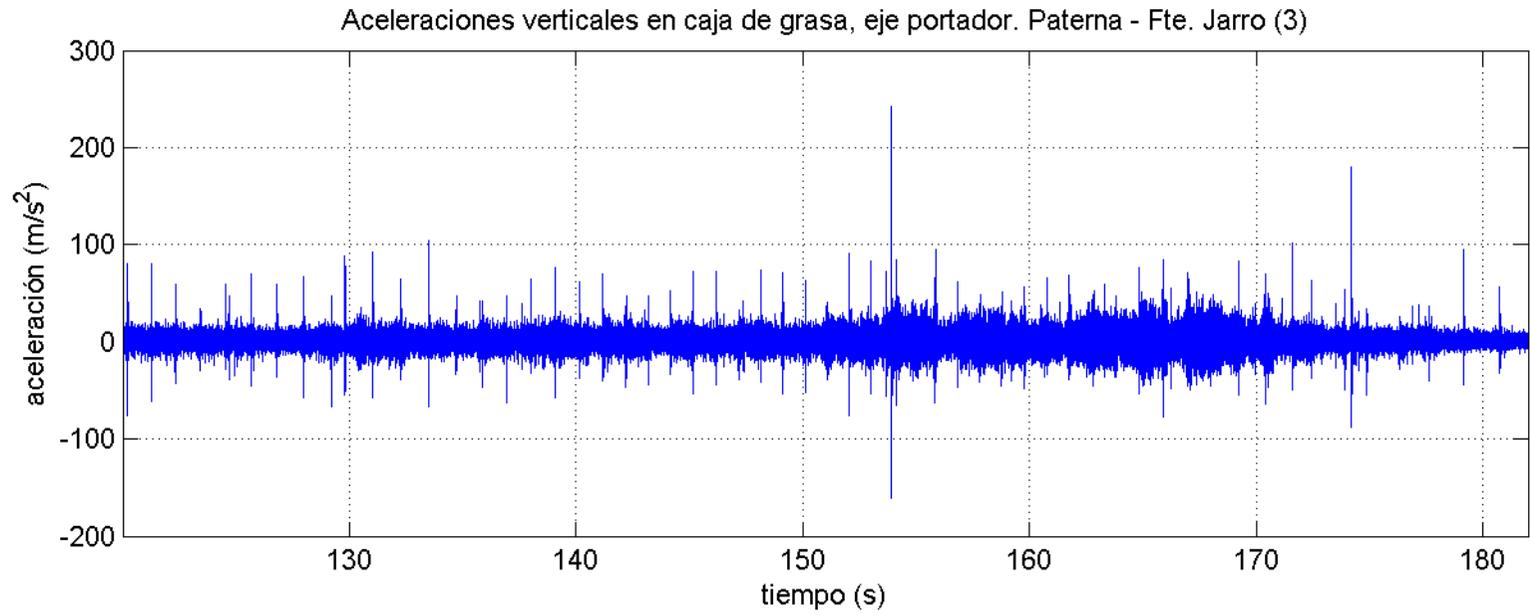
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje portador

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

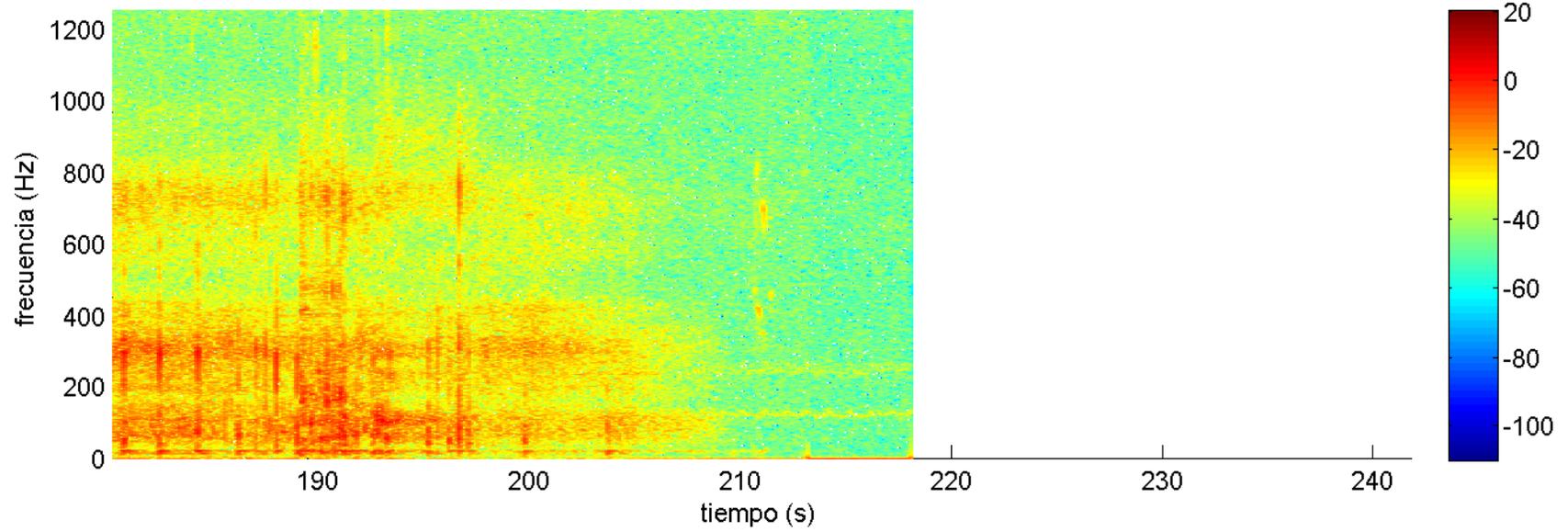
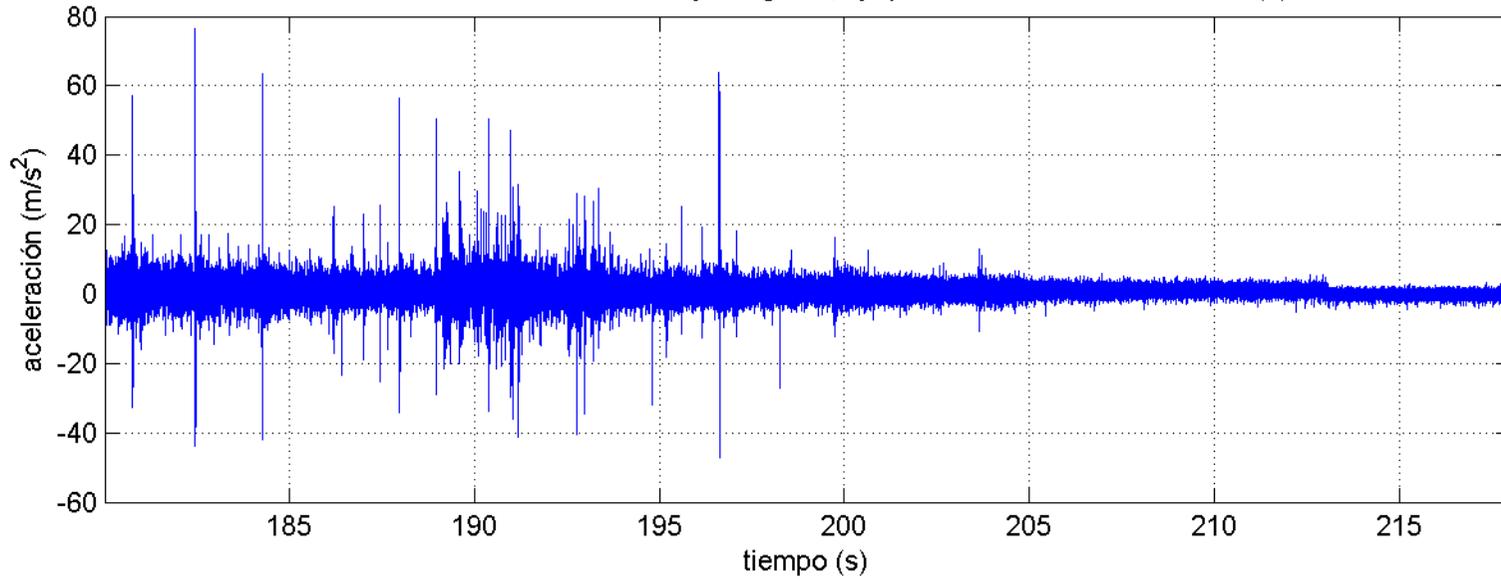
Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.







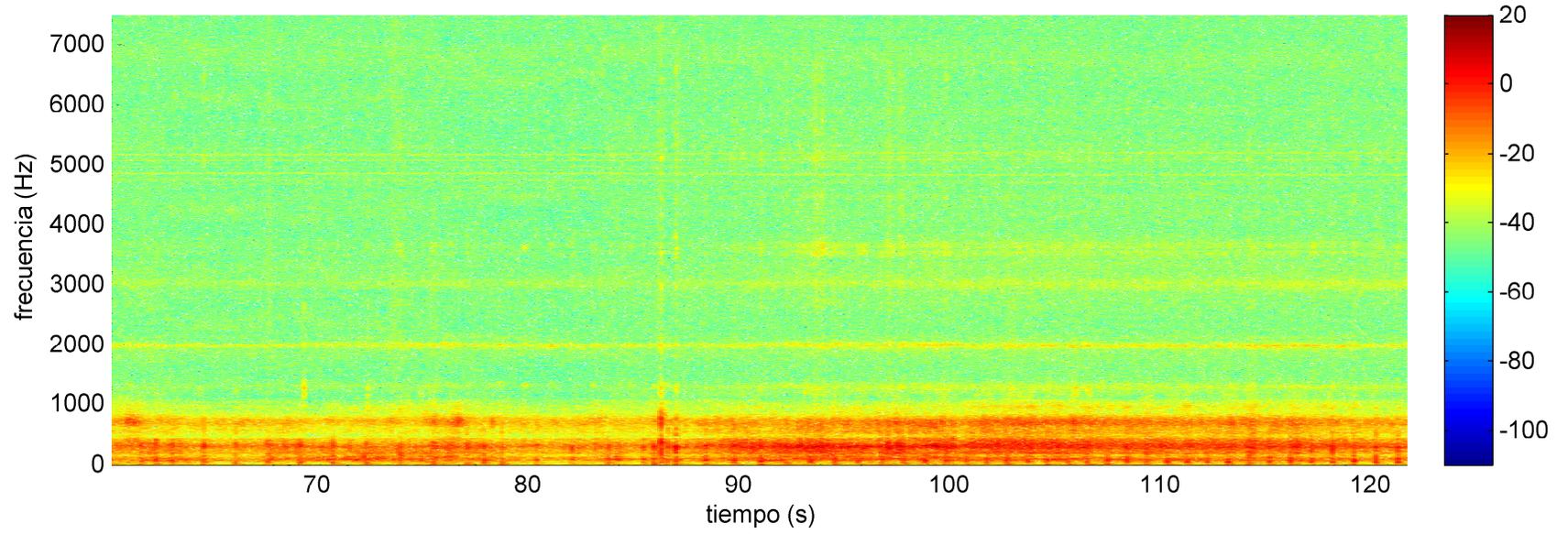
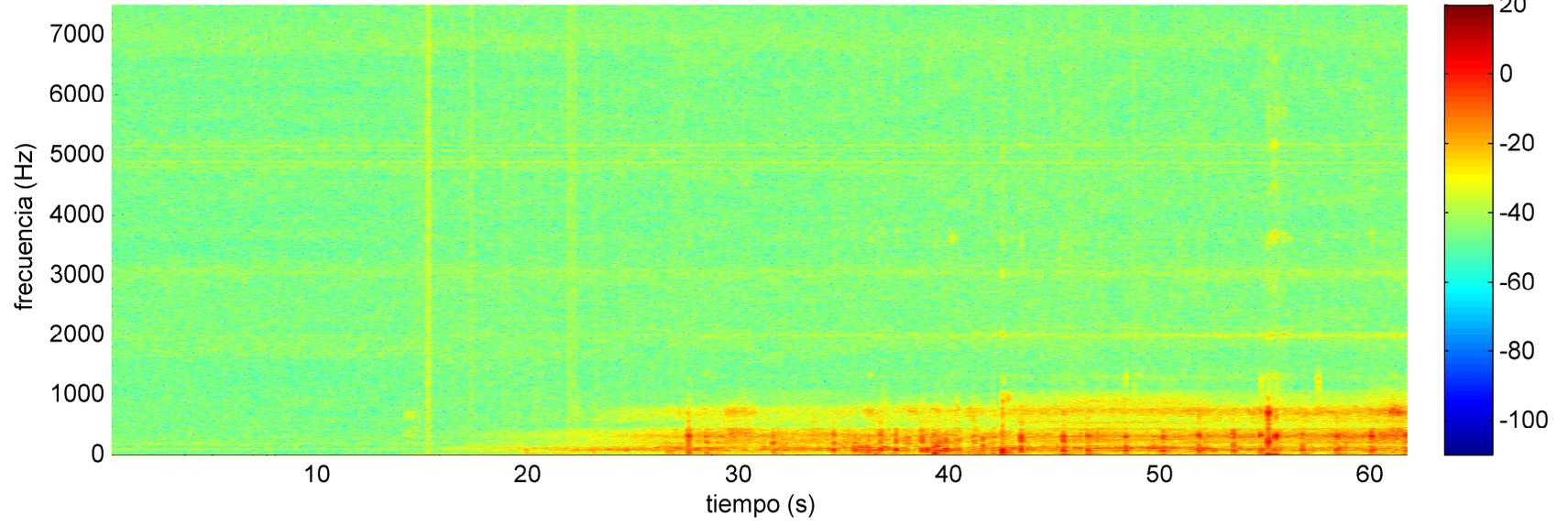
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Paterna - Fte. Jarro (3)

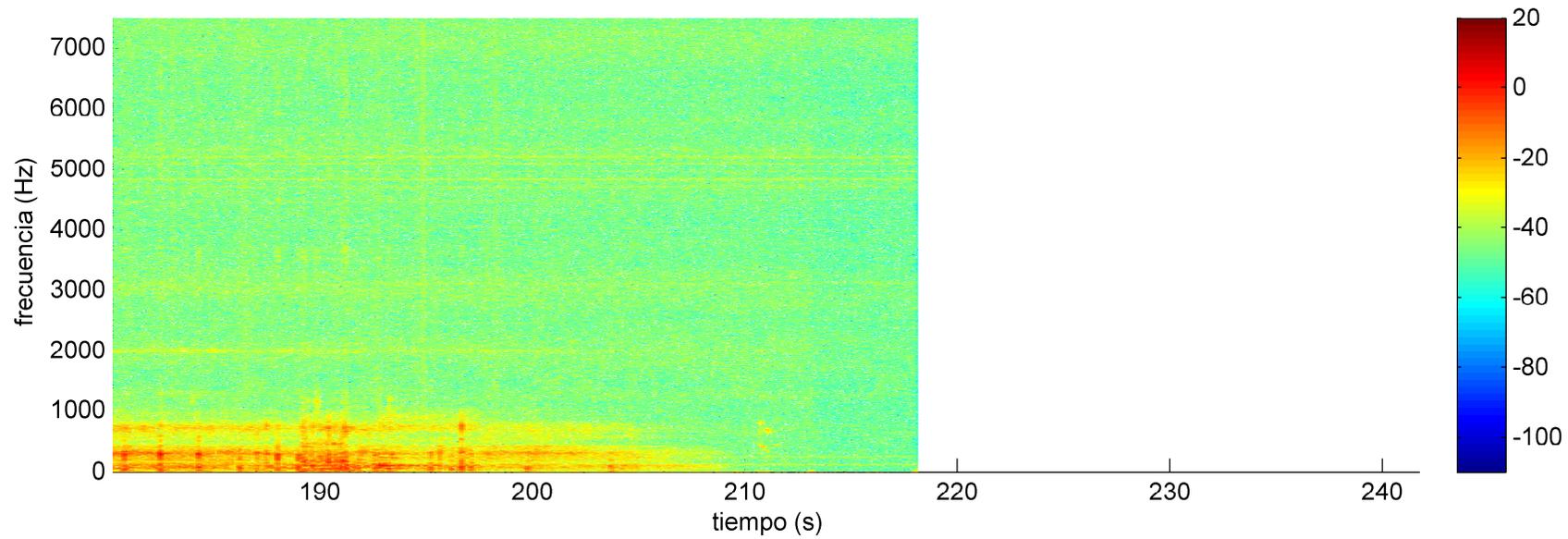
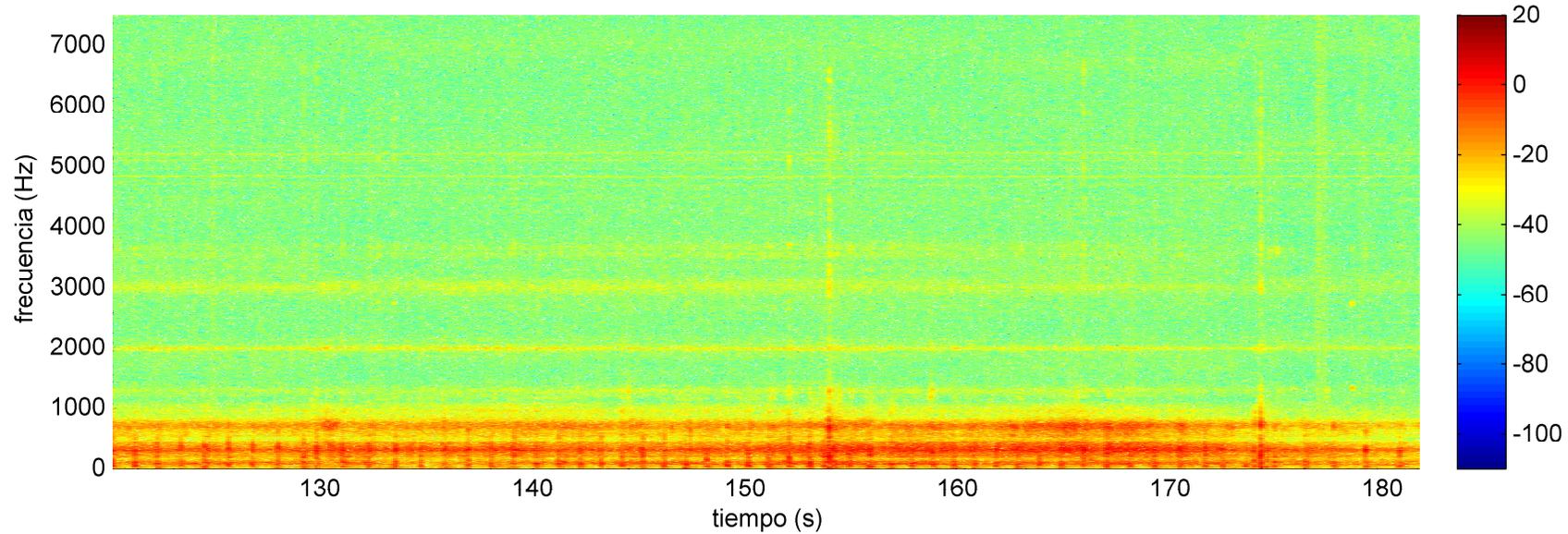


Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje portador

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

Representación de todo el rango de frecuencias analizado

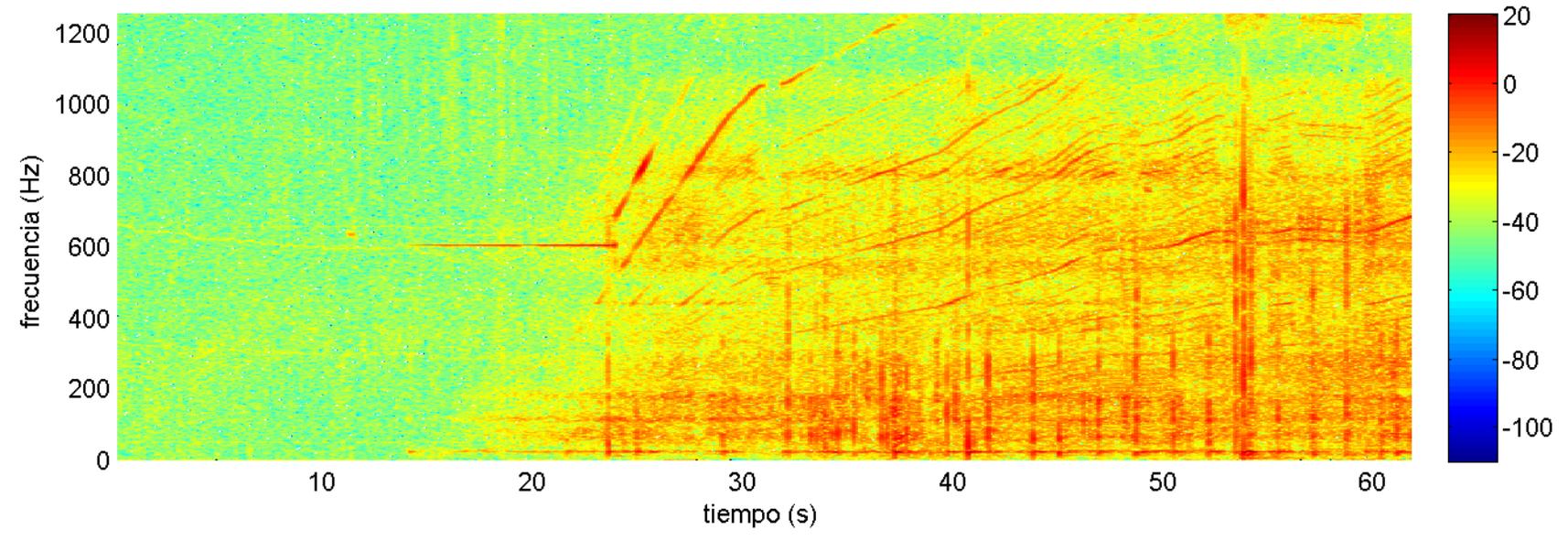
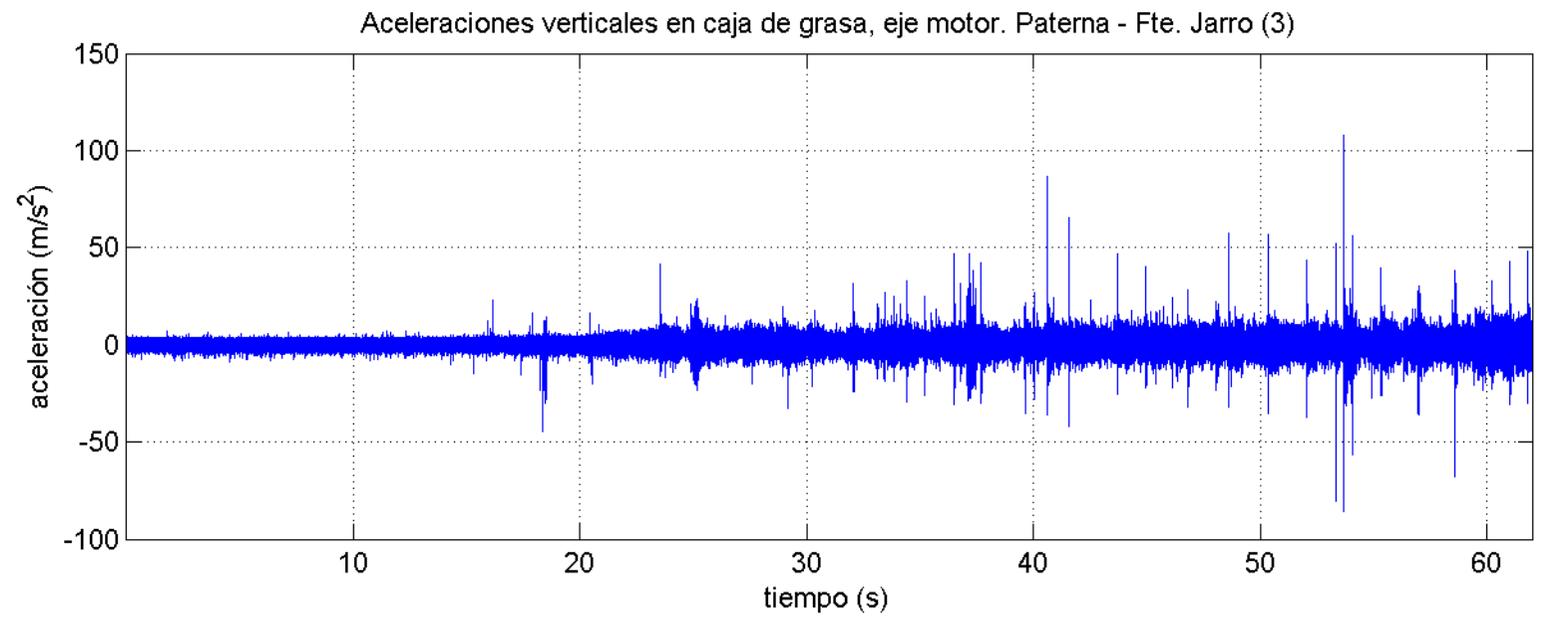


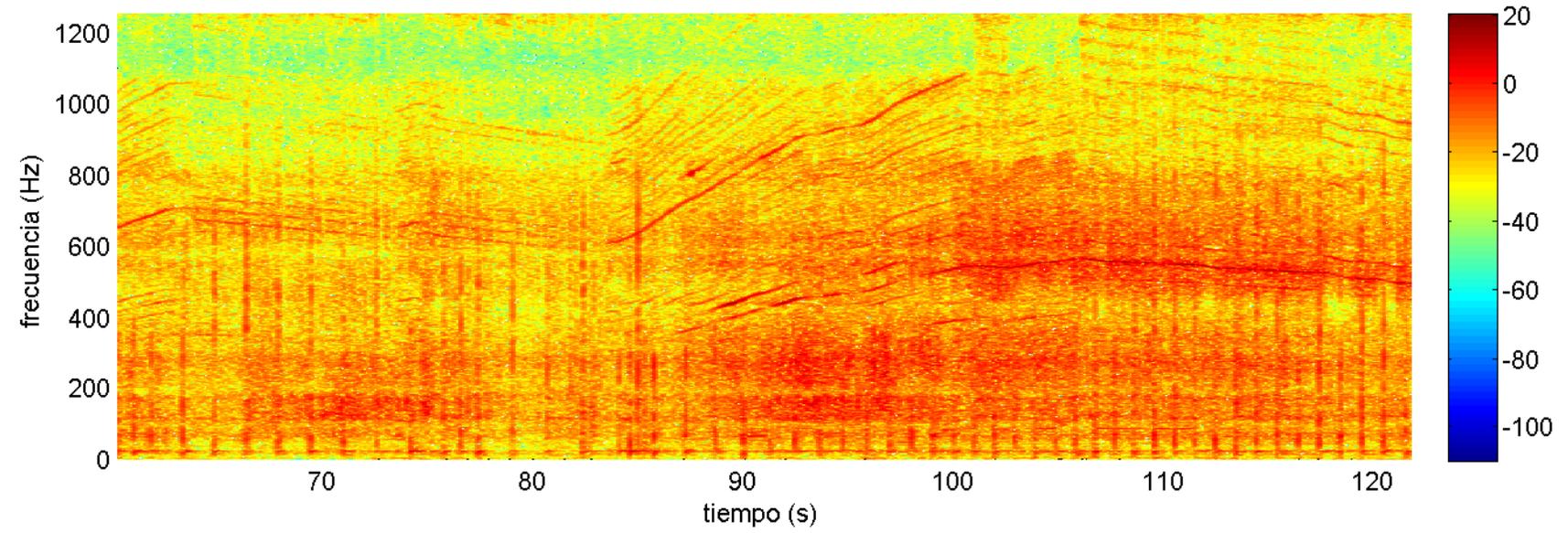
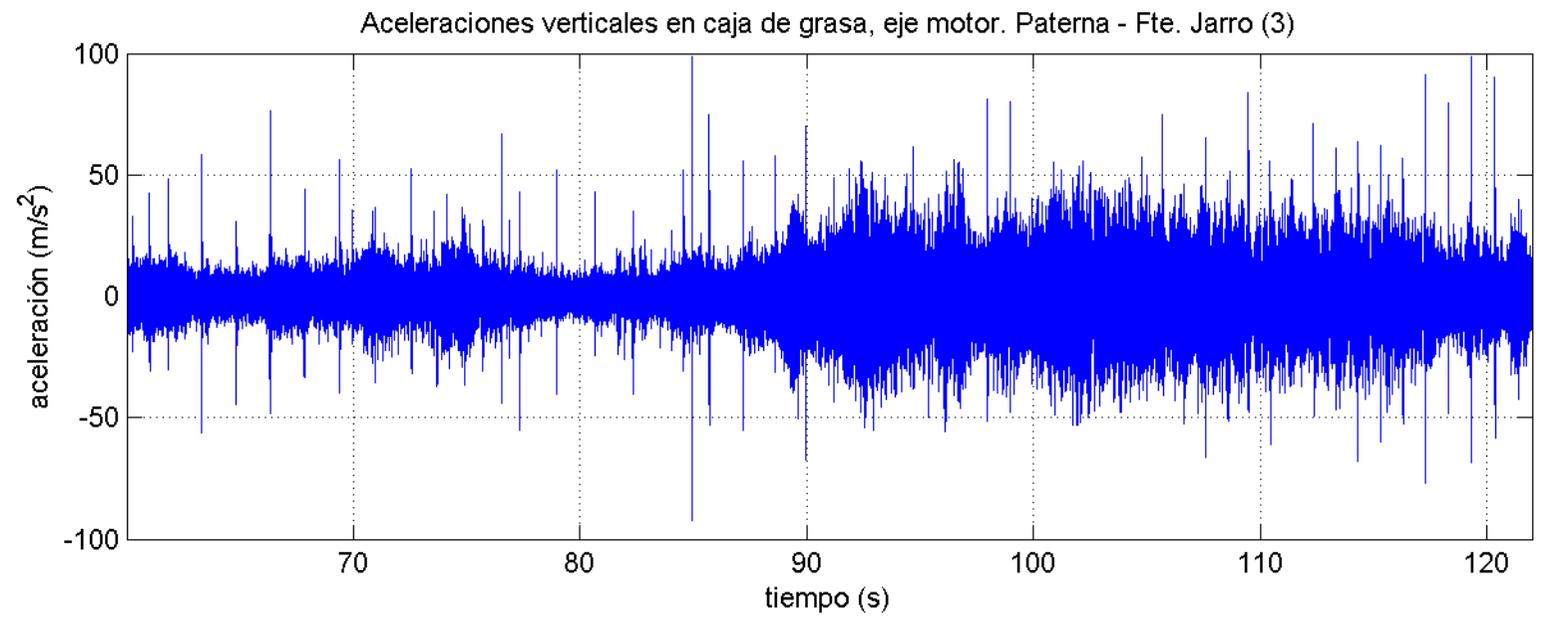


Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje motor

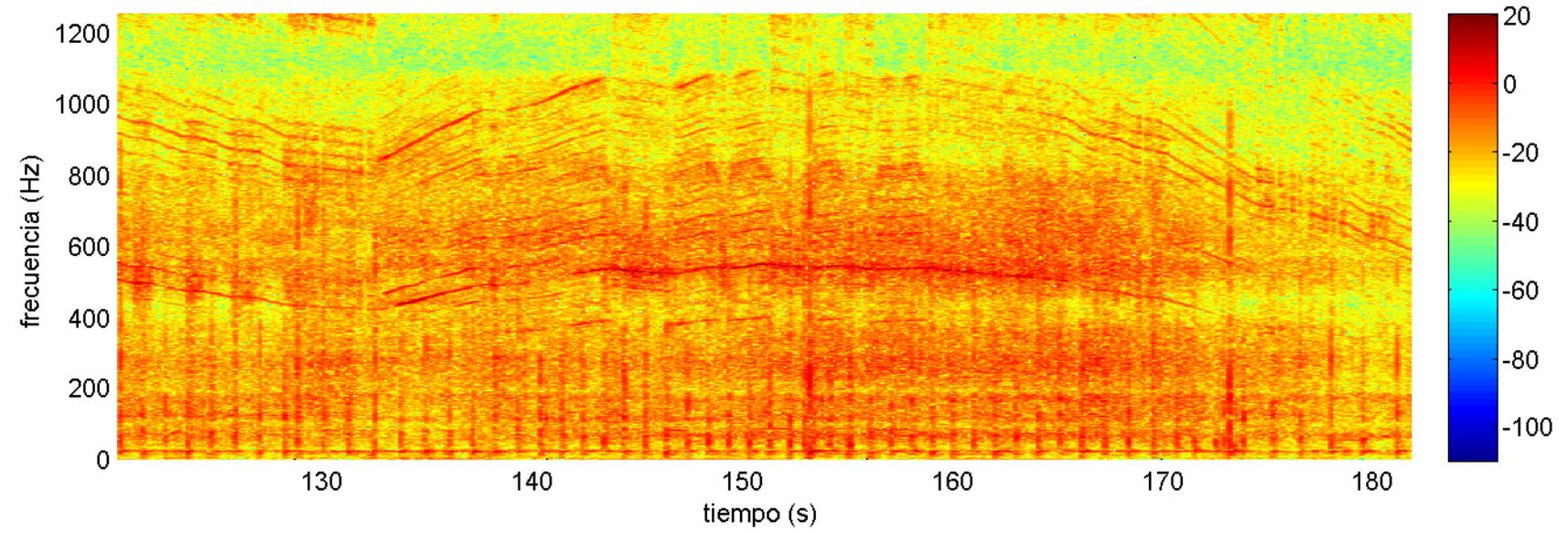
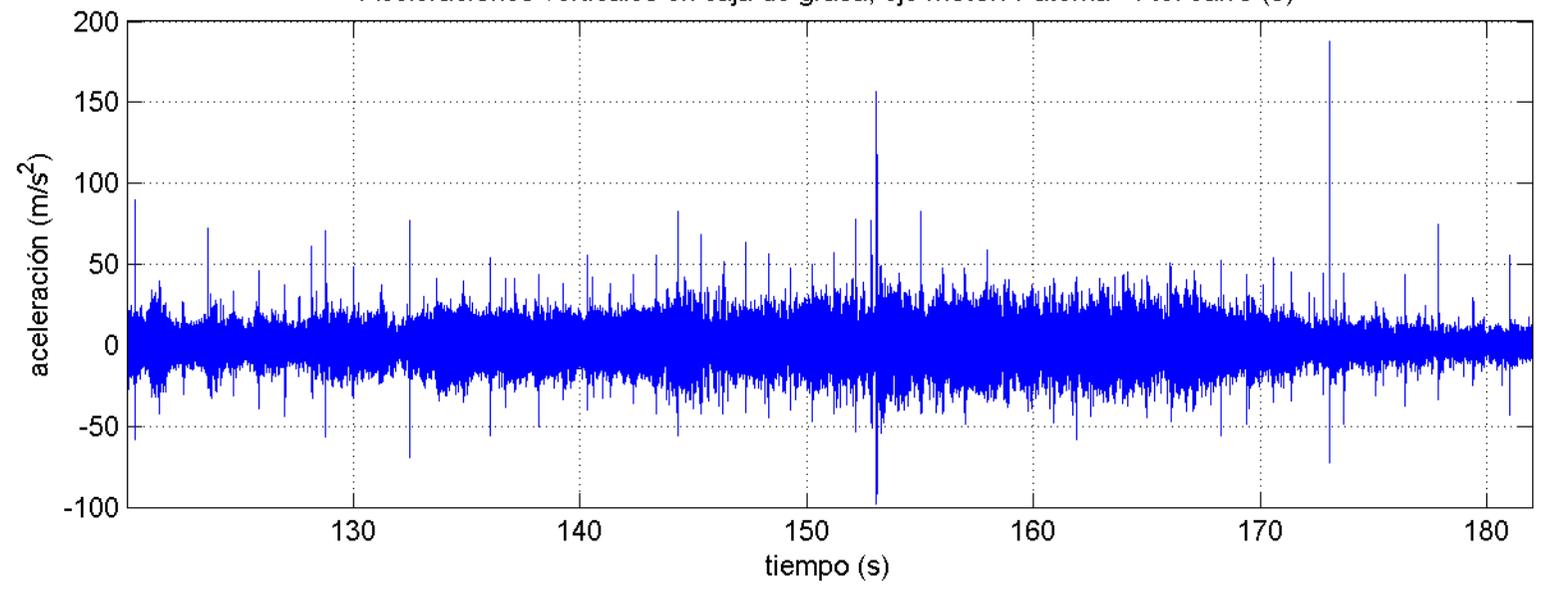
Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

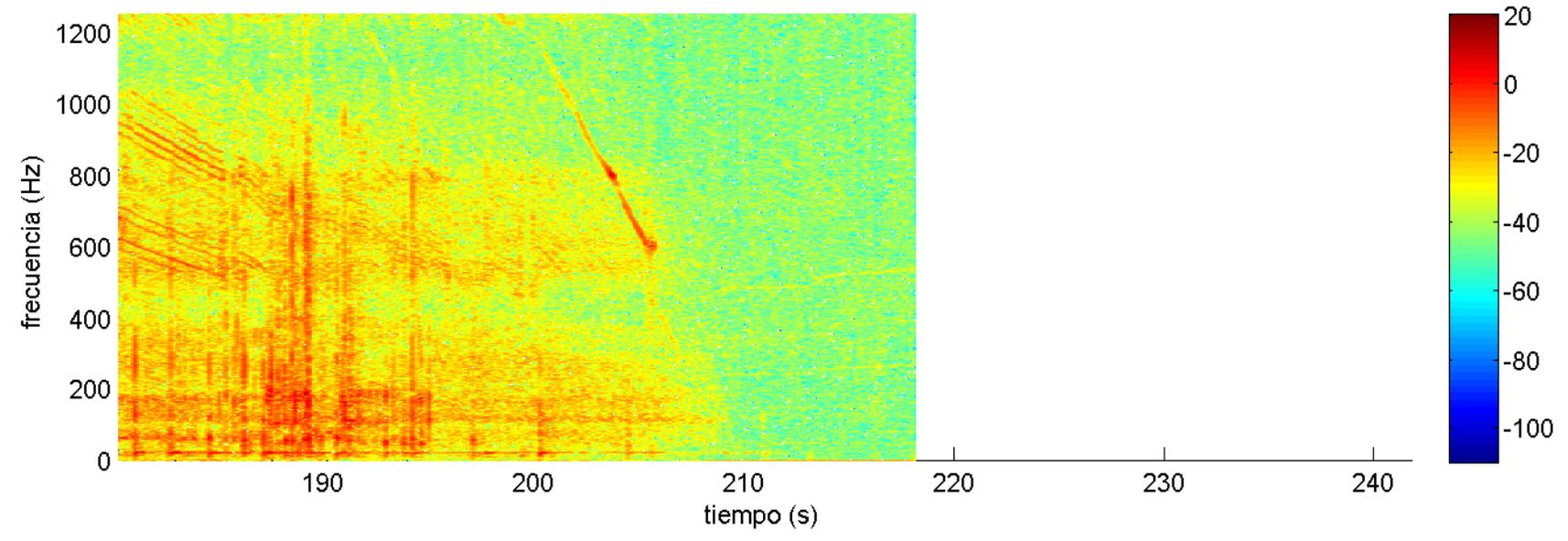
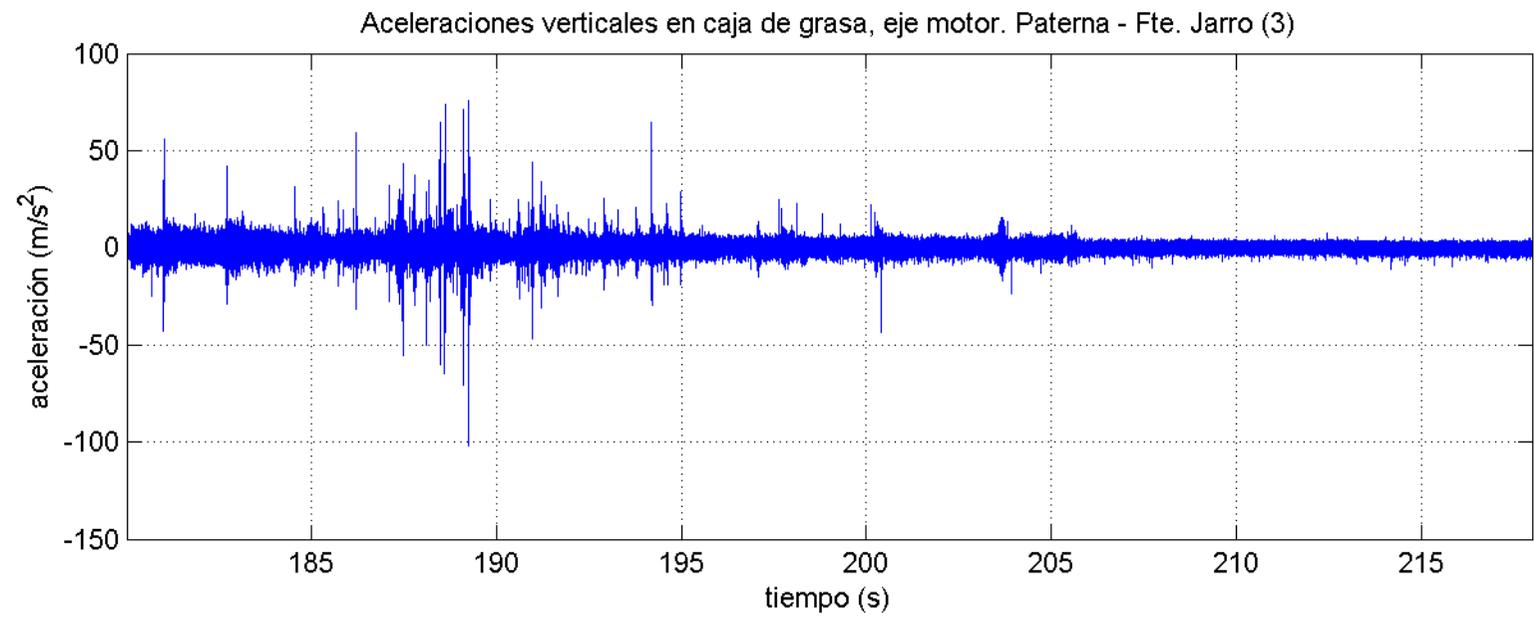
Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.





Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Paterna - Fte. Jarro (3)

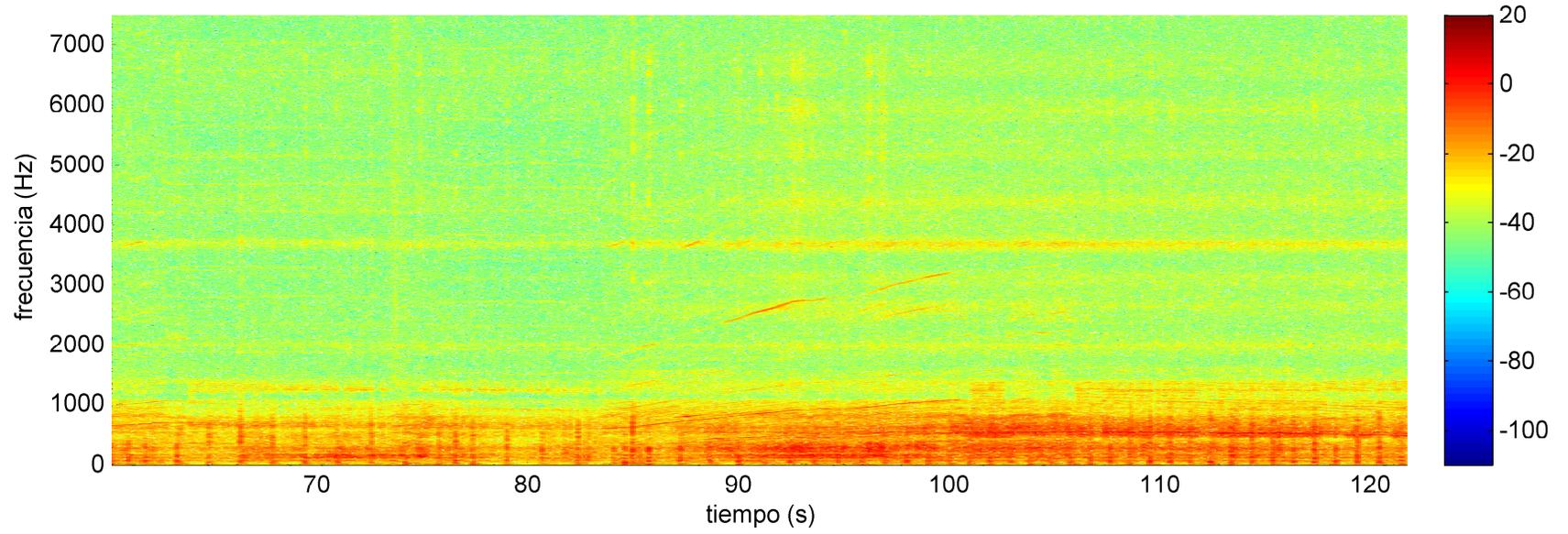
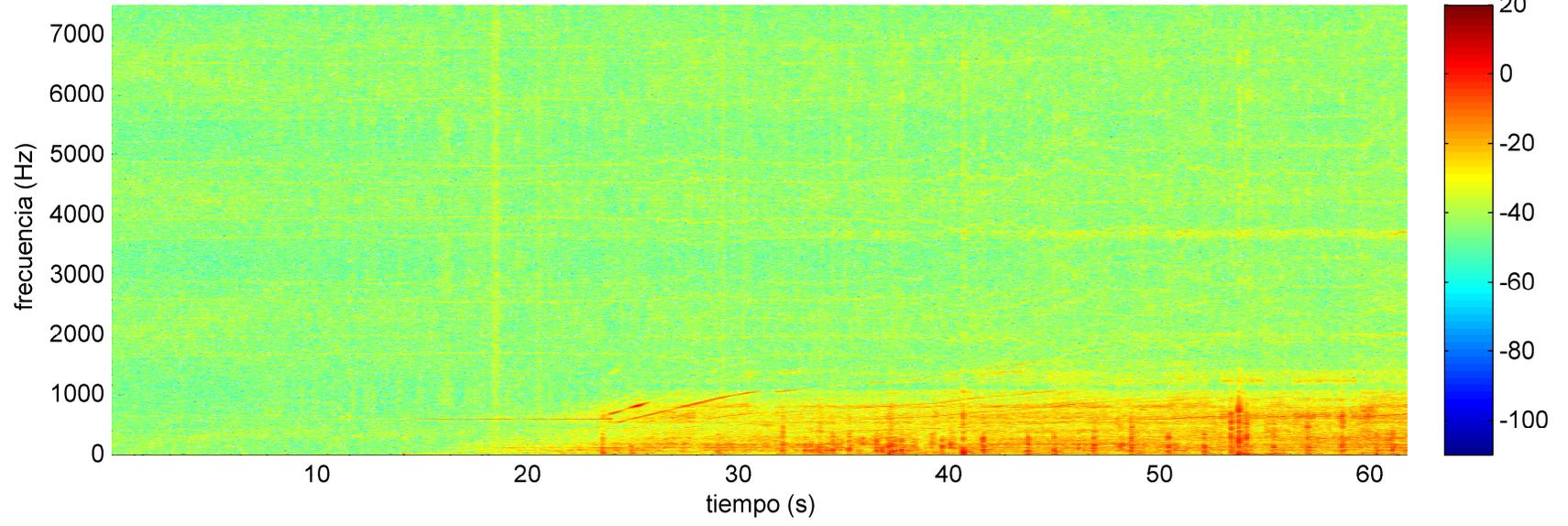


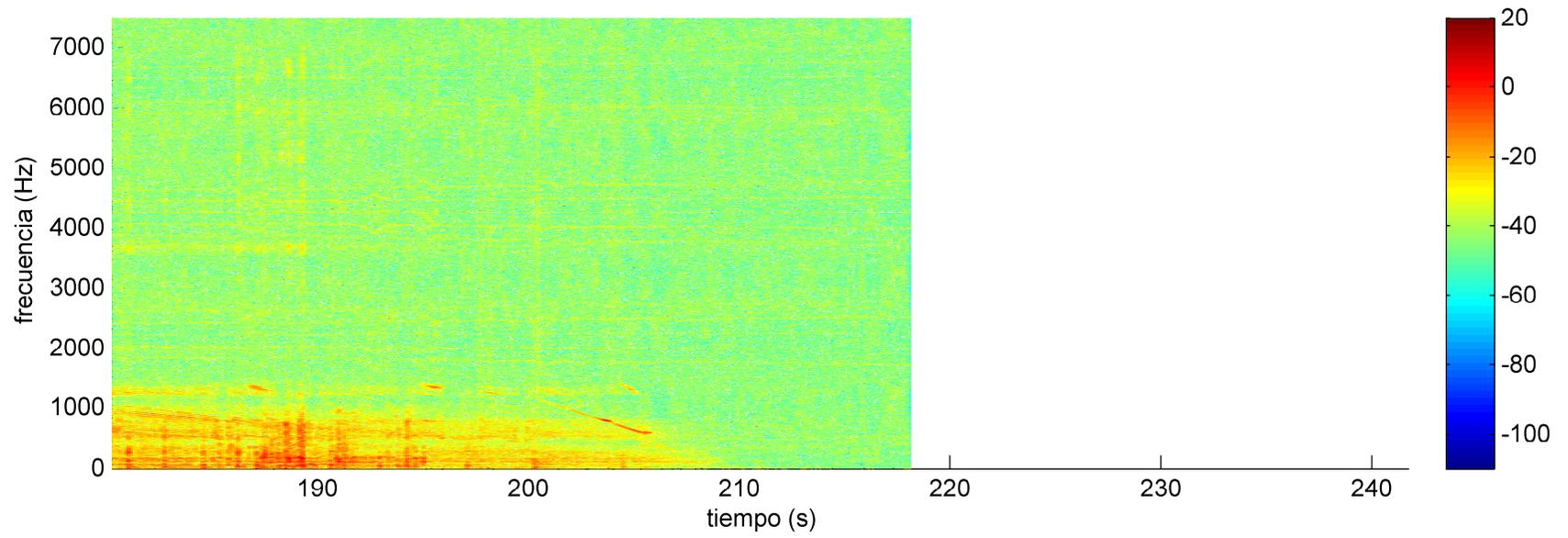
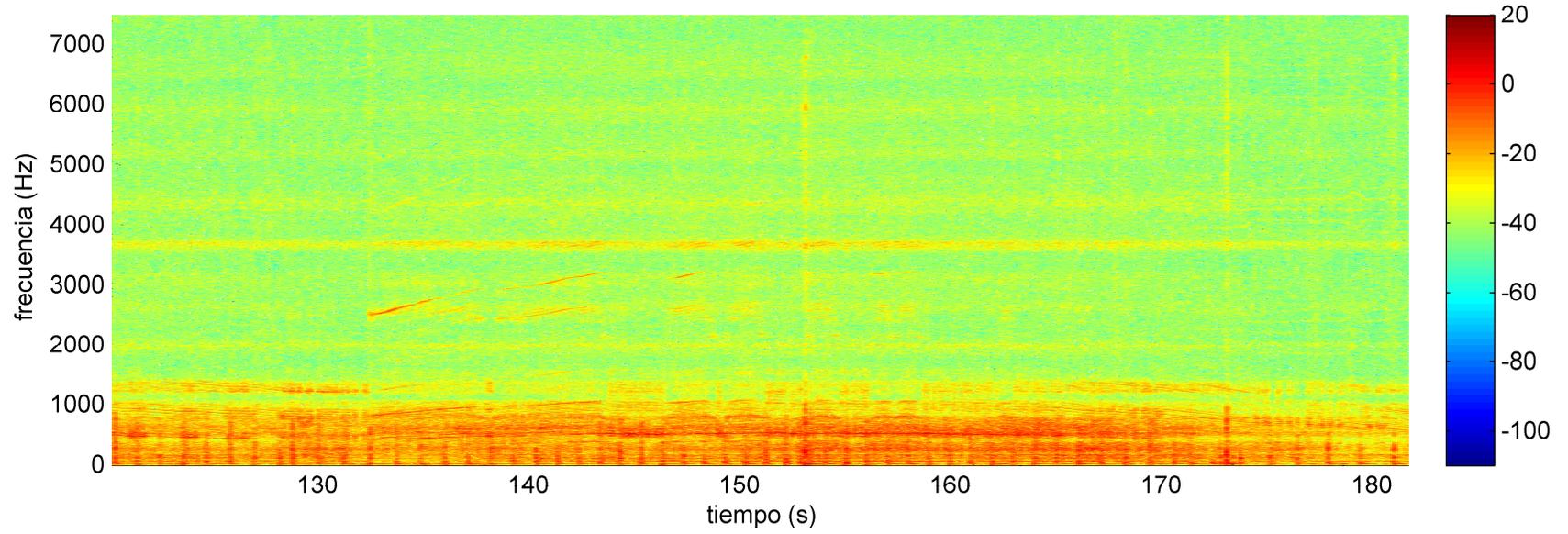


Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 3. Eje motor

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

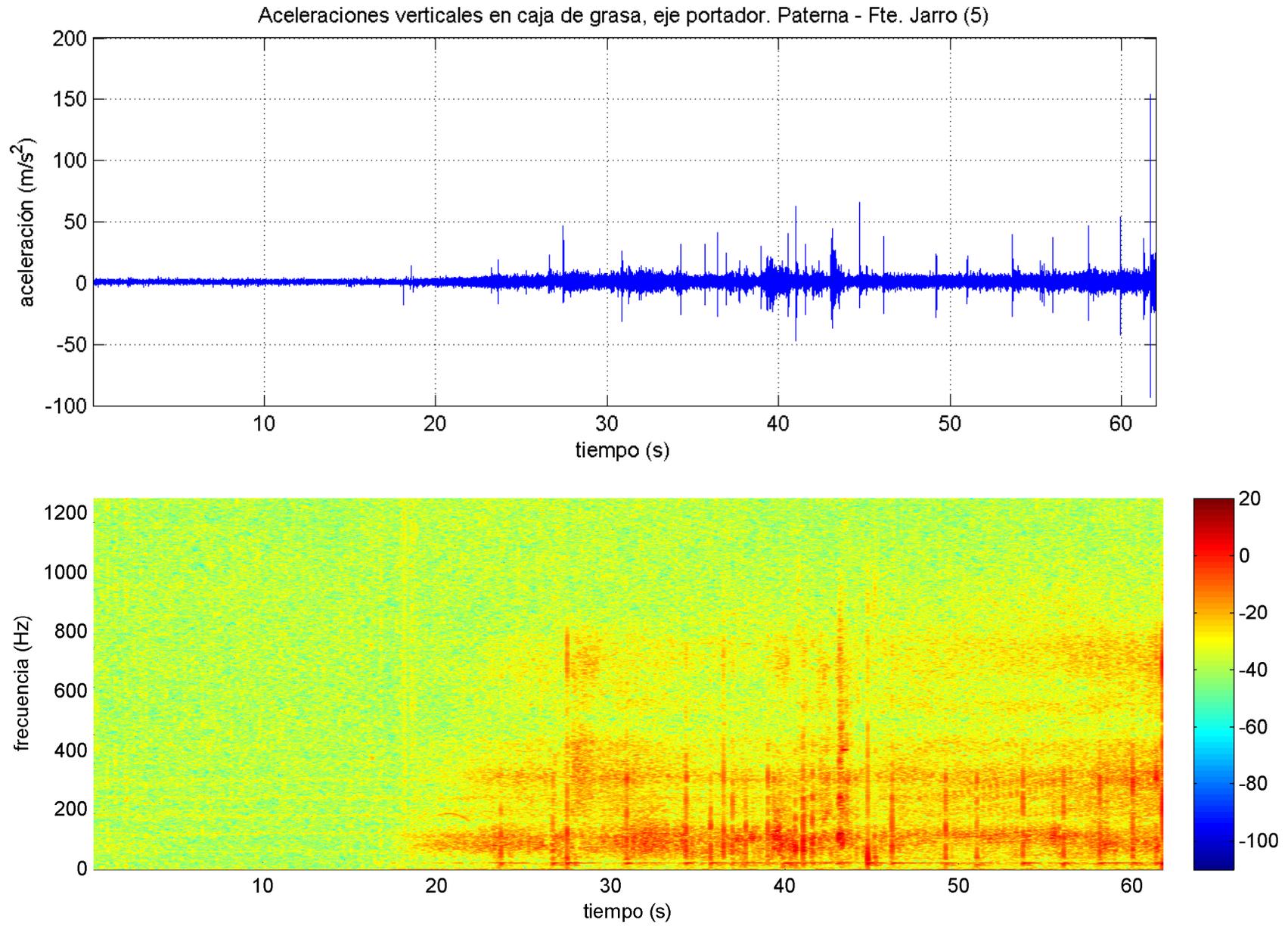
Representación de todo el rango de frecuencias analizado

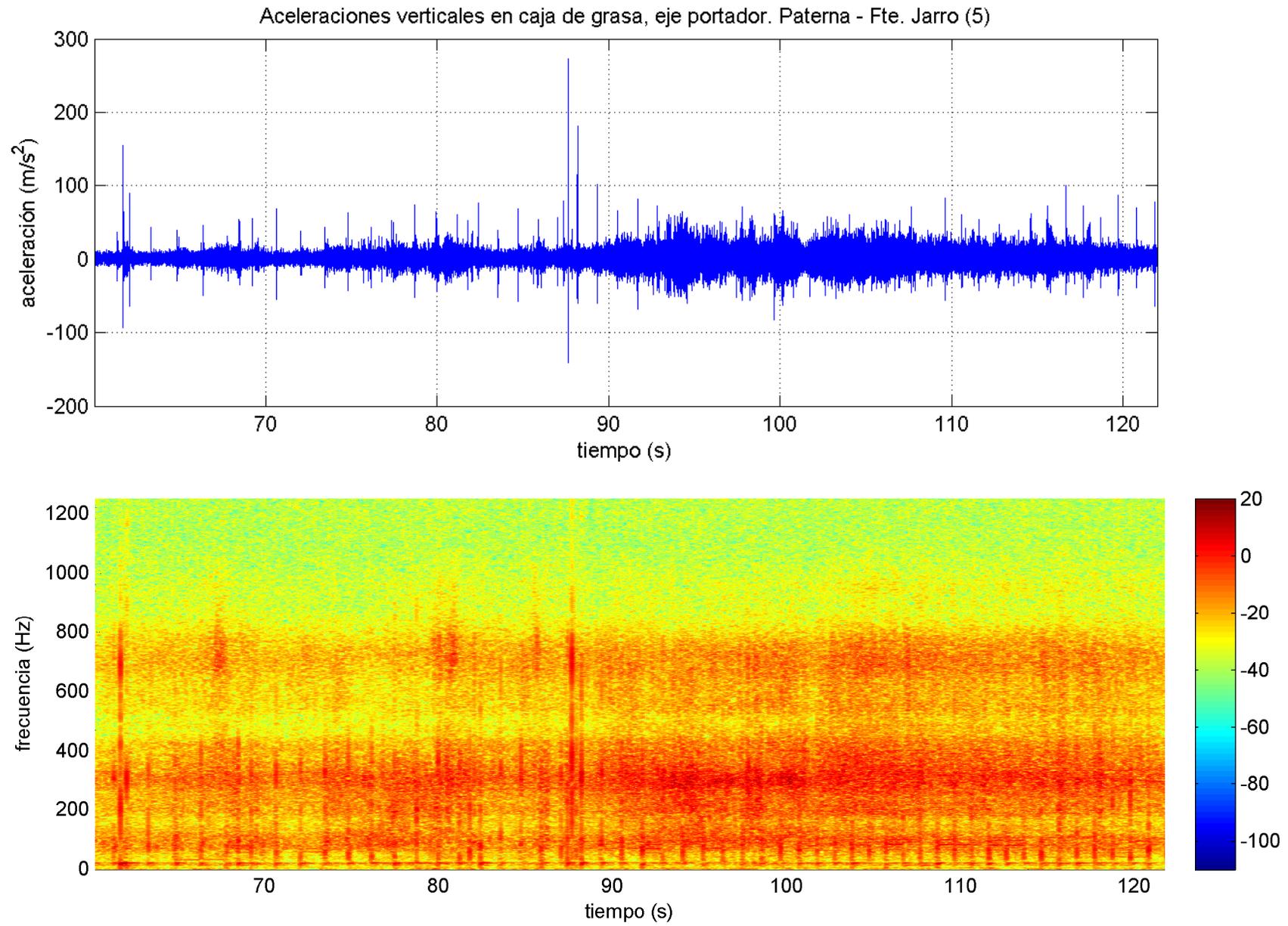




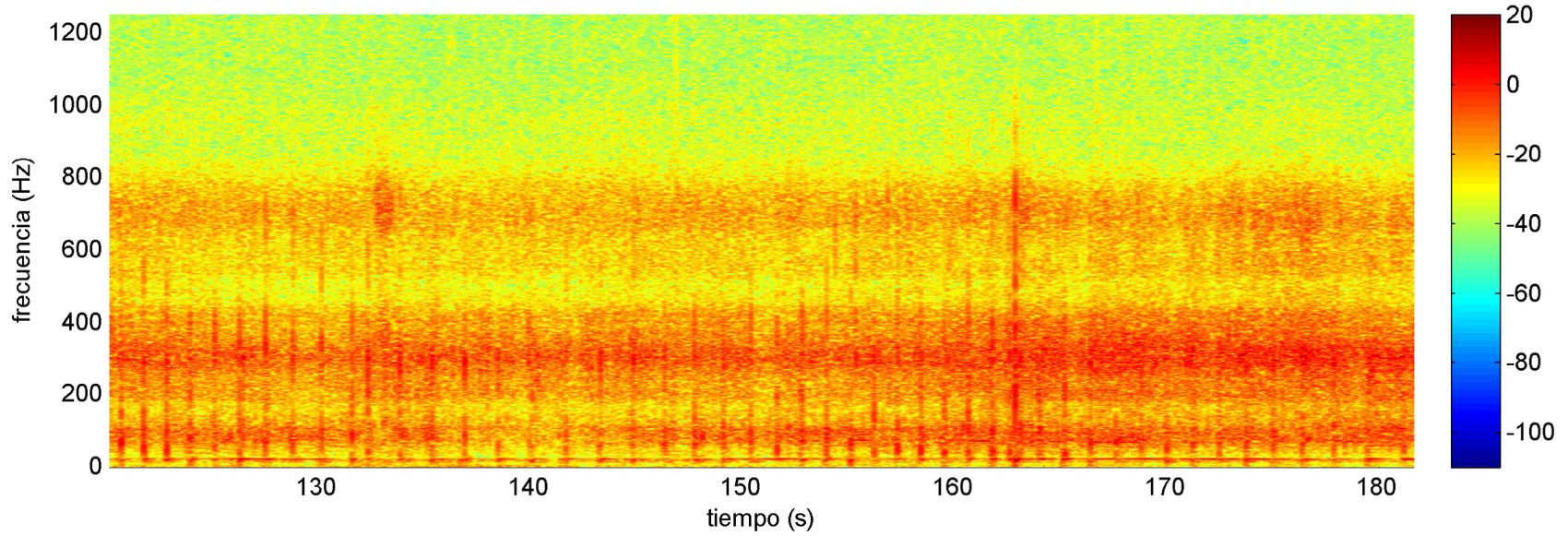
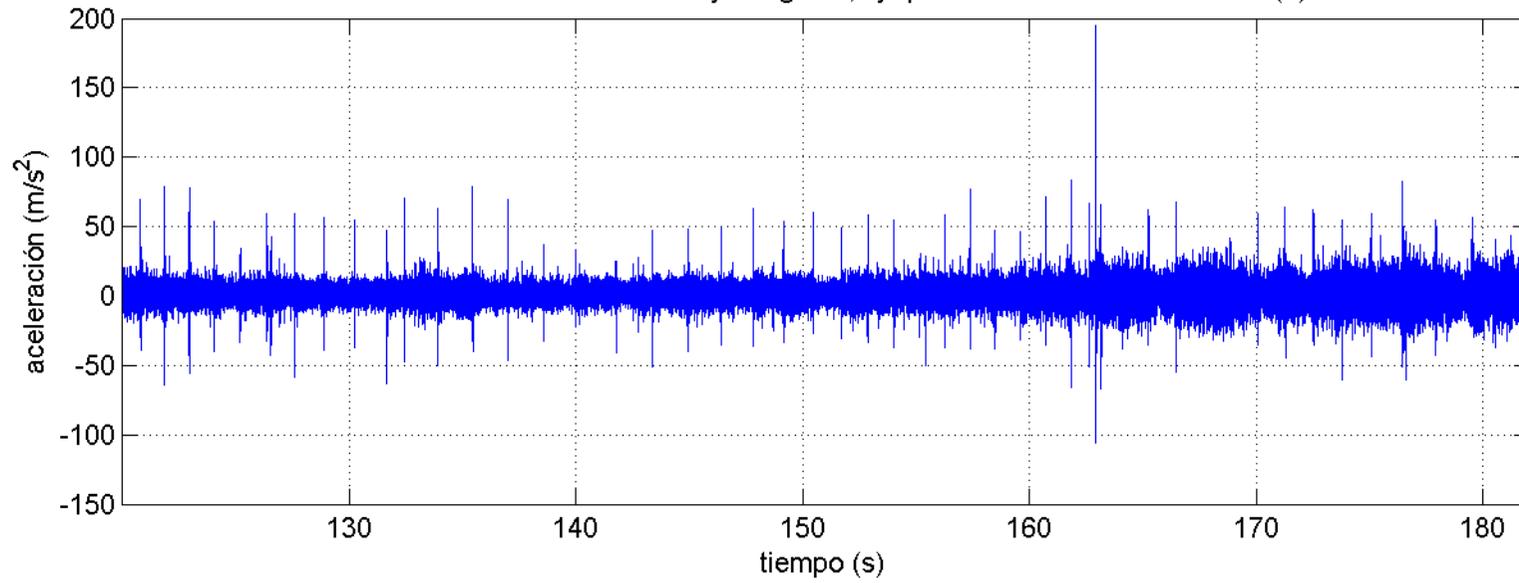
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 5. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz

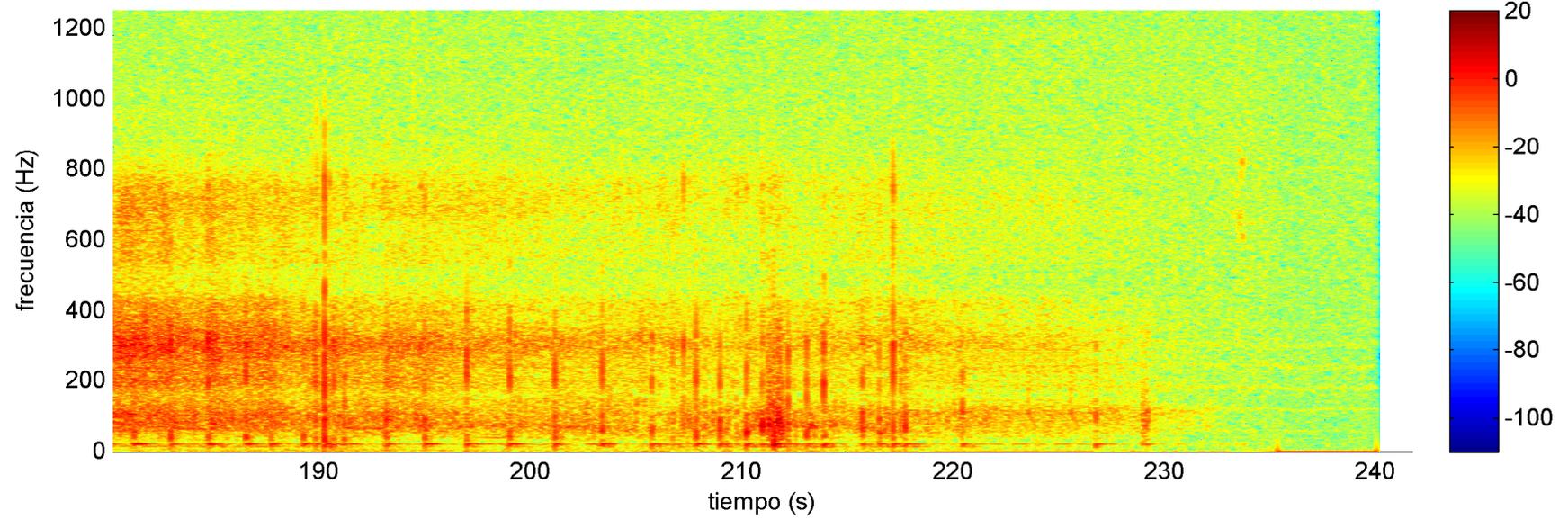
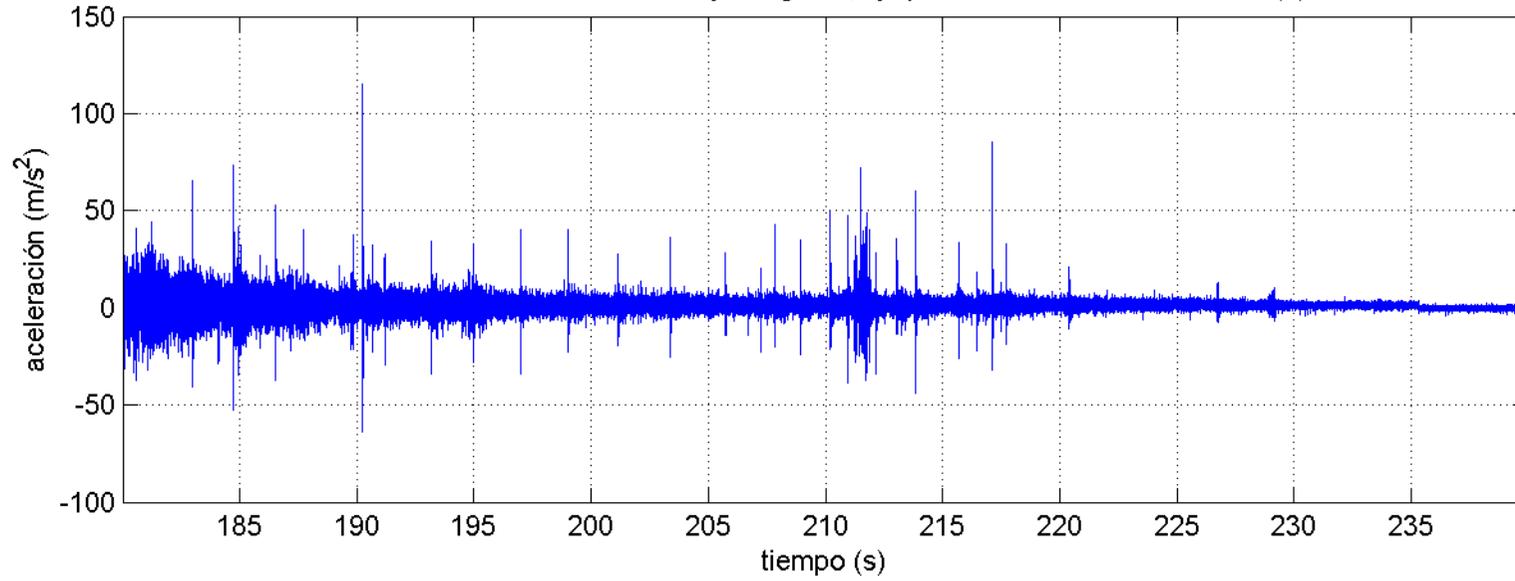




Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Paterna - Fte. Jarro (5)

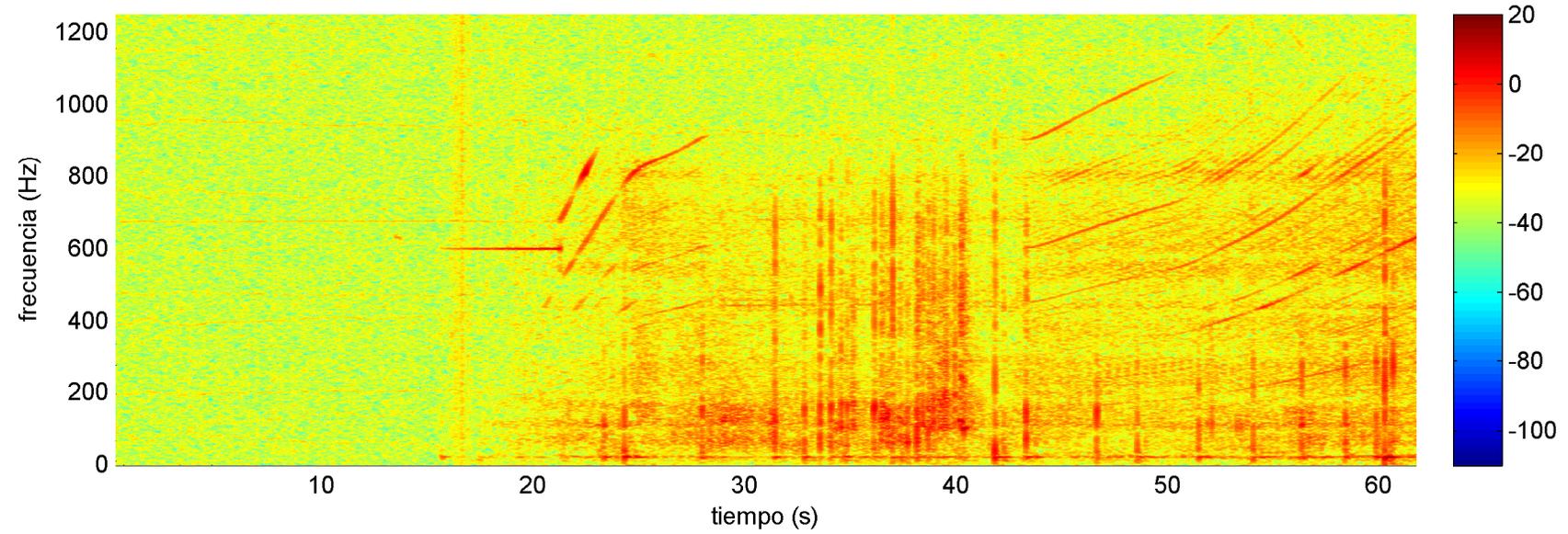
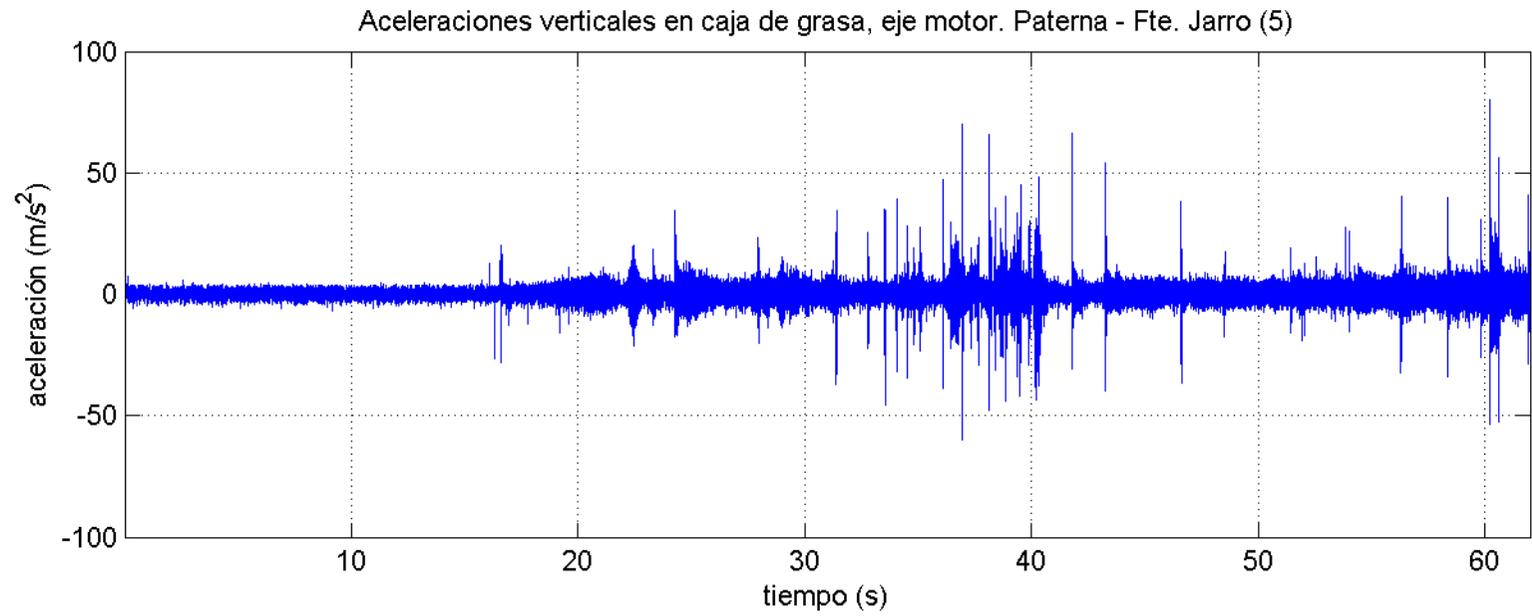


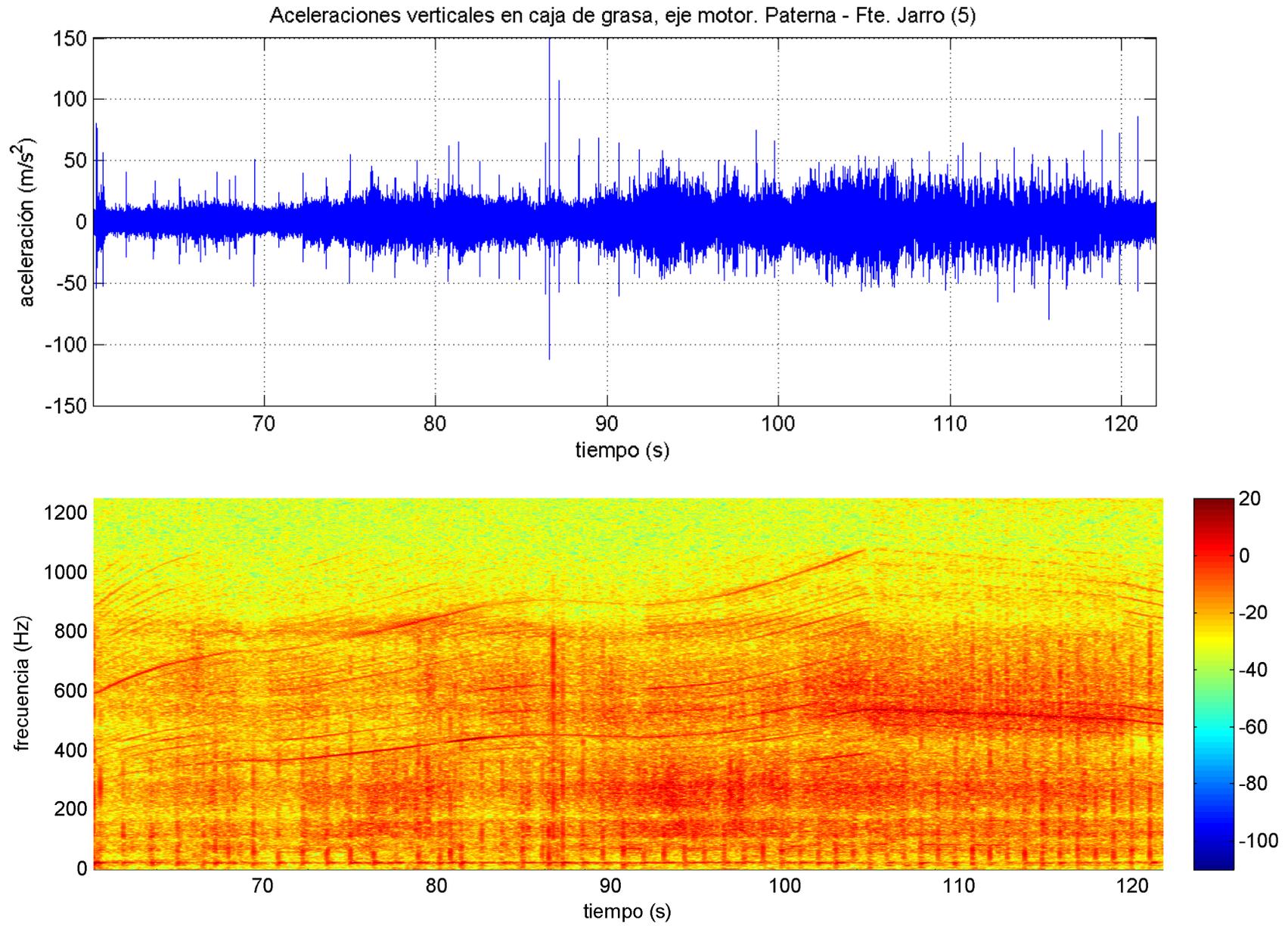
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Paterna - Fte. Jarro (5)

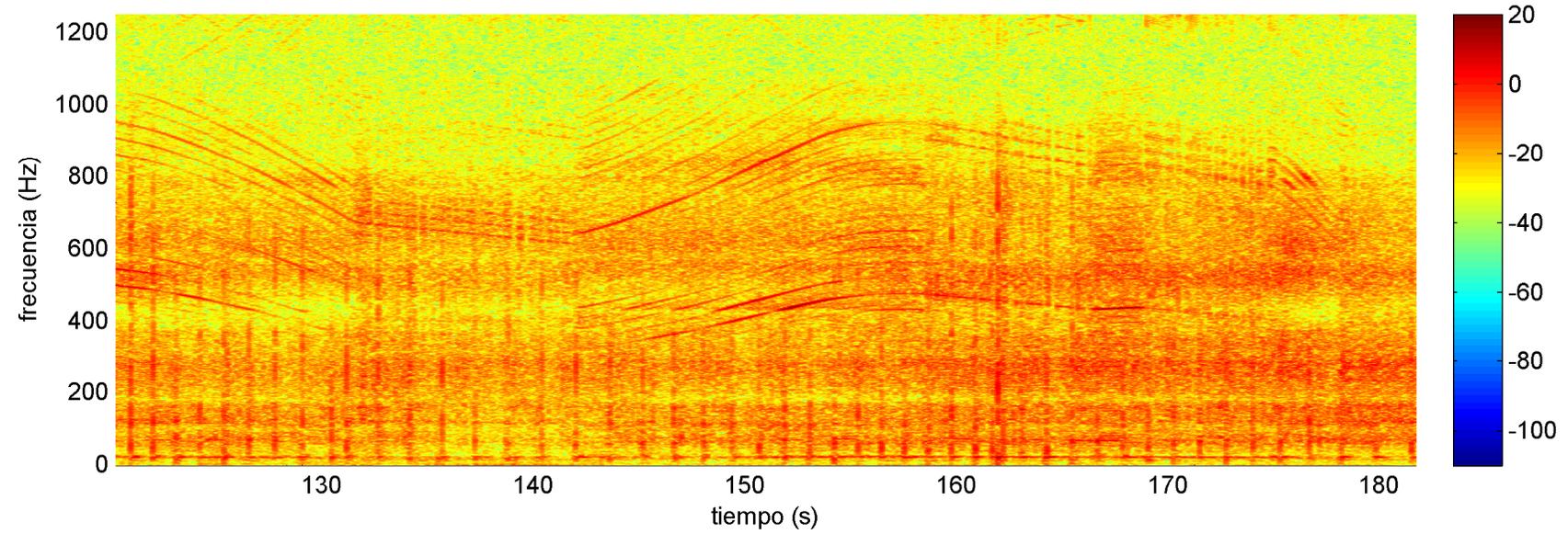
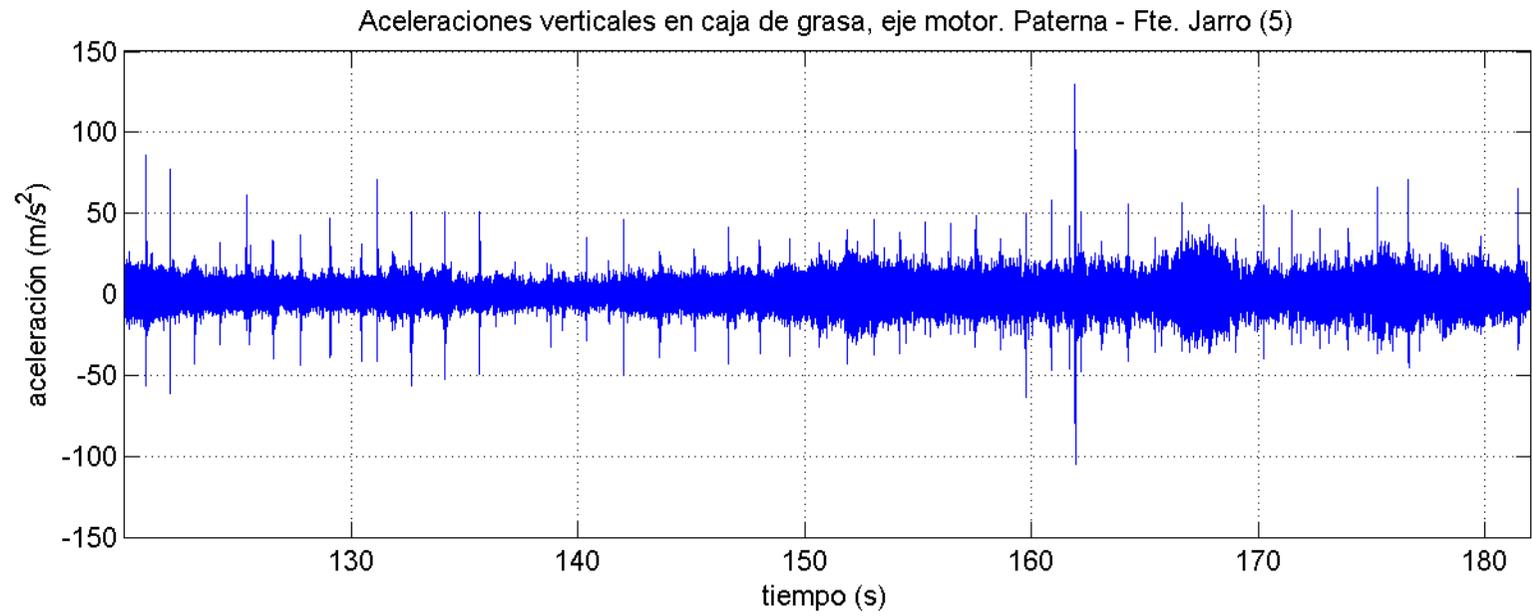


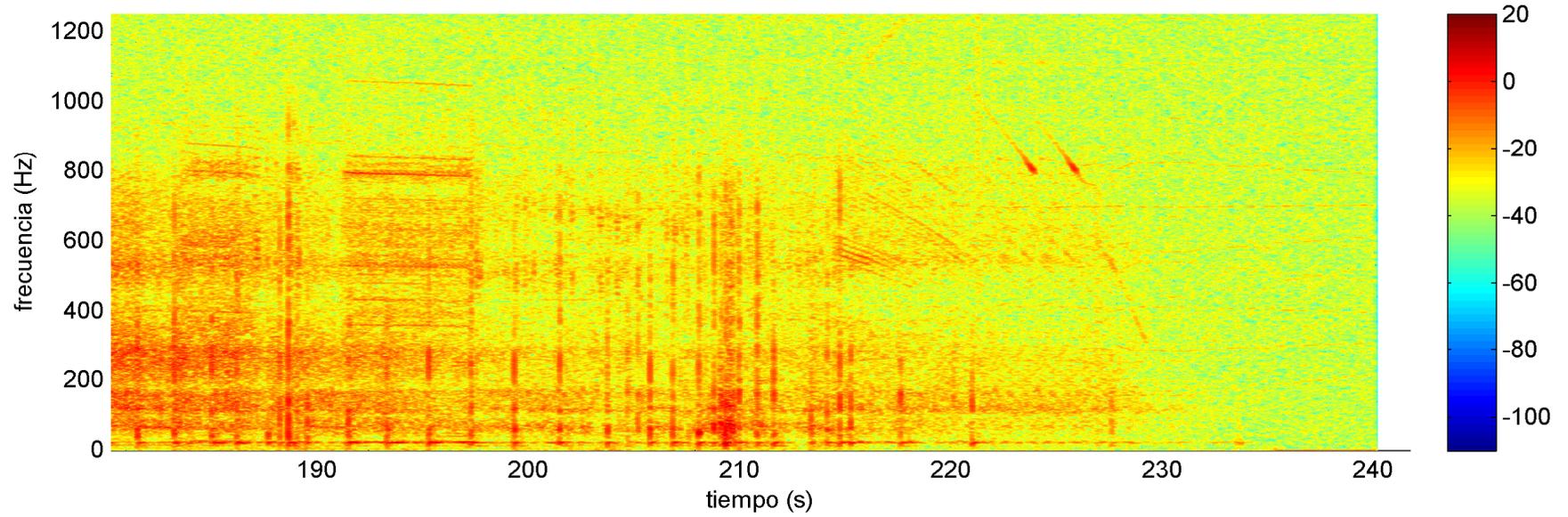
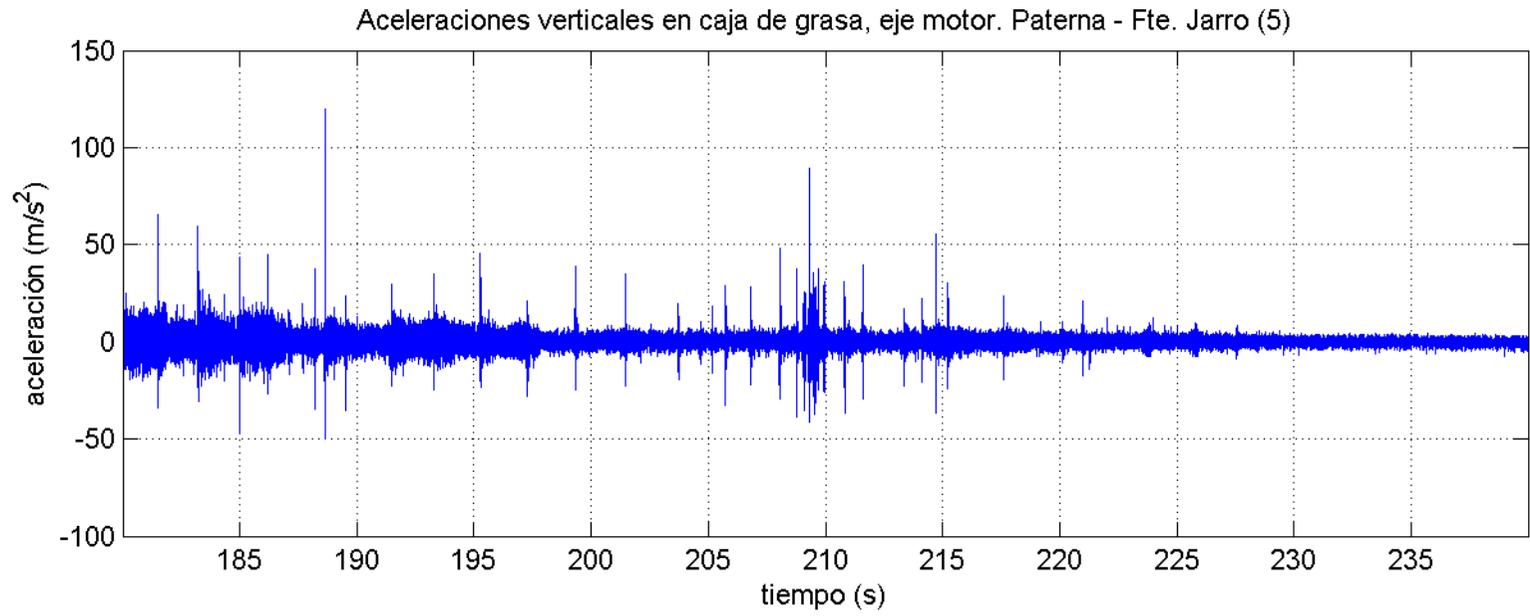
Paterna – Fuente del Jarro. Viaje 5. Eje motor

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz



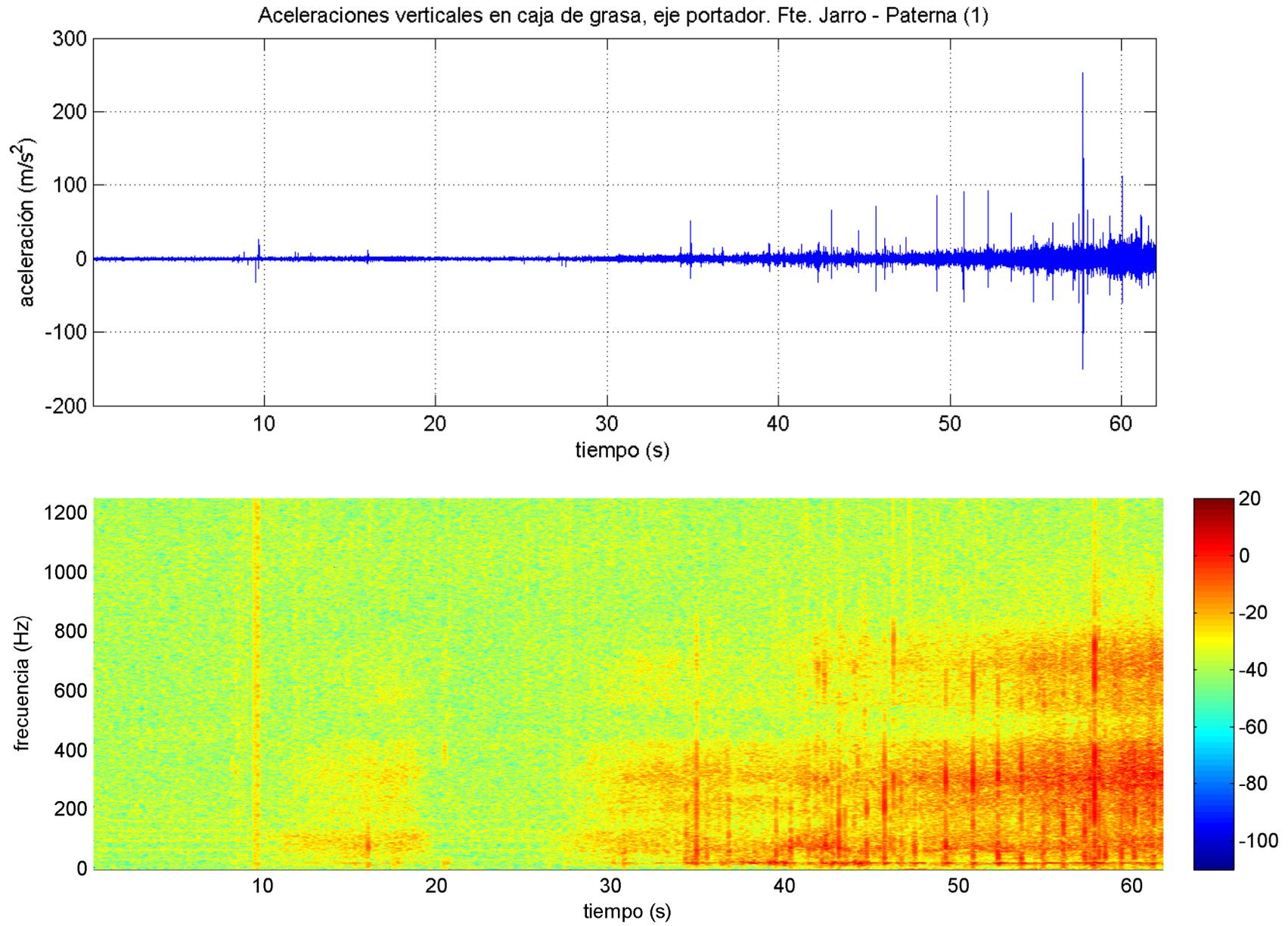


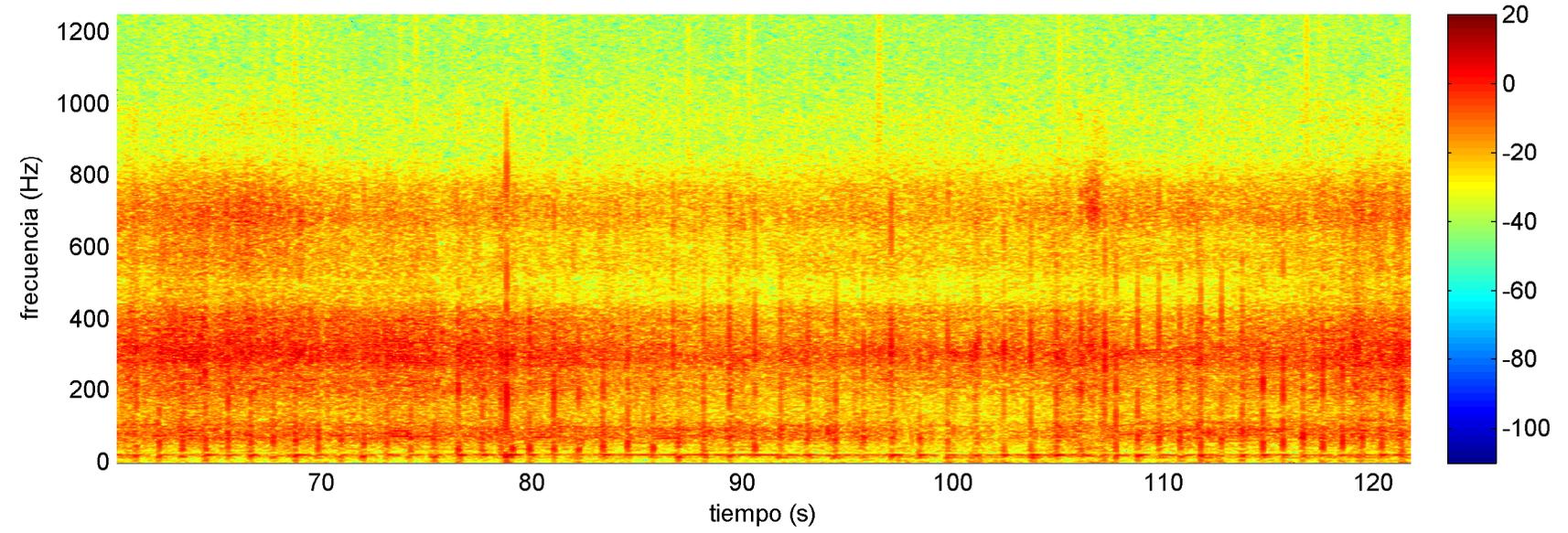
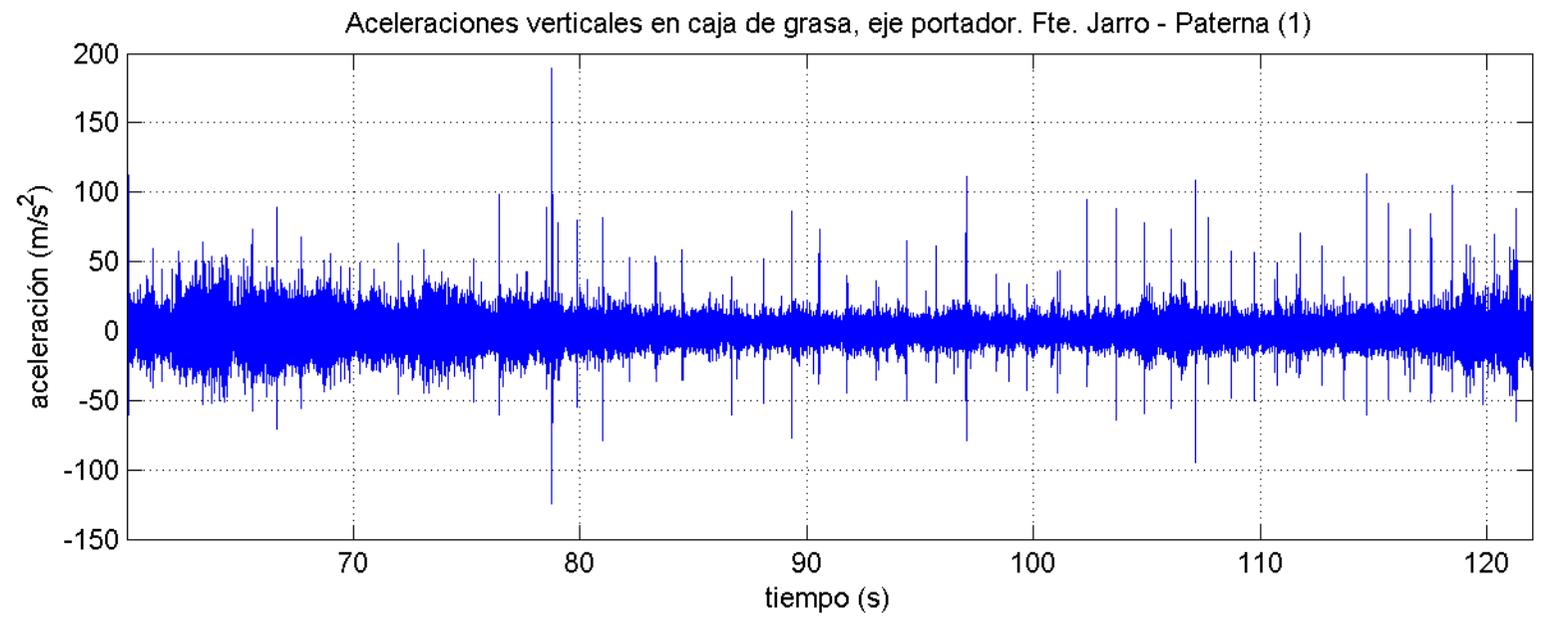


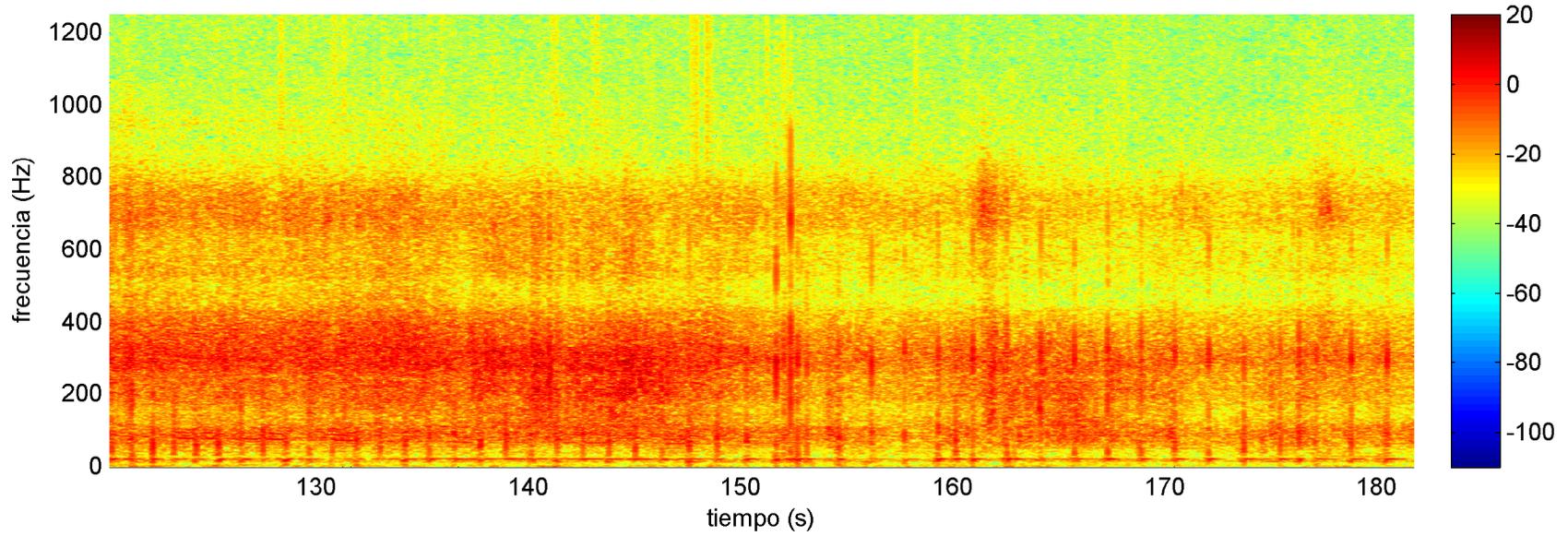
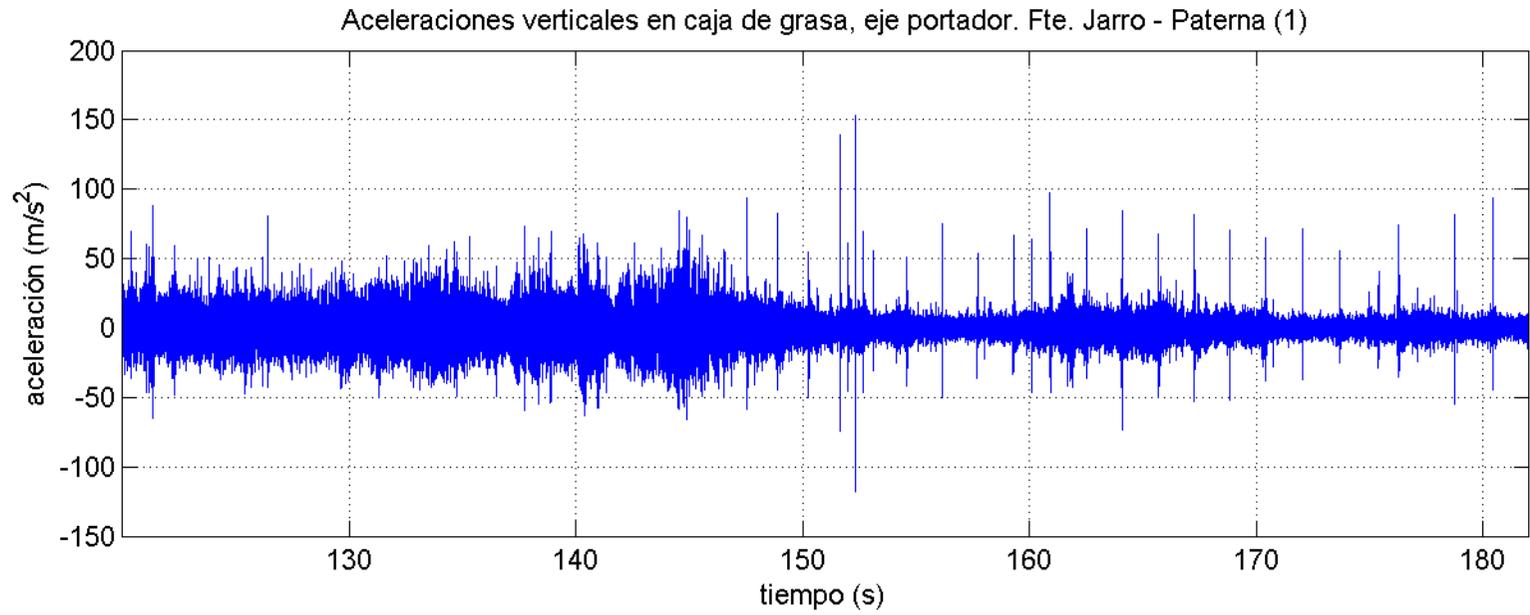


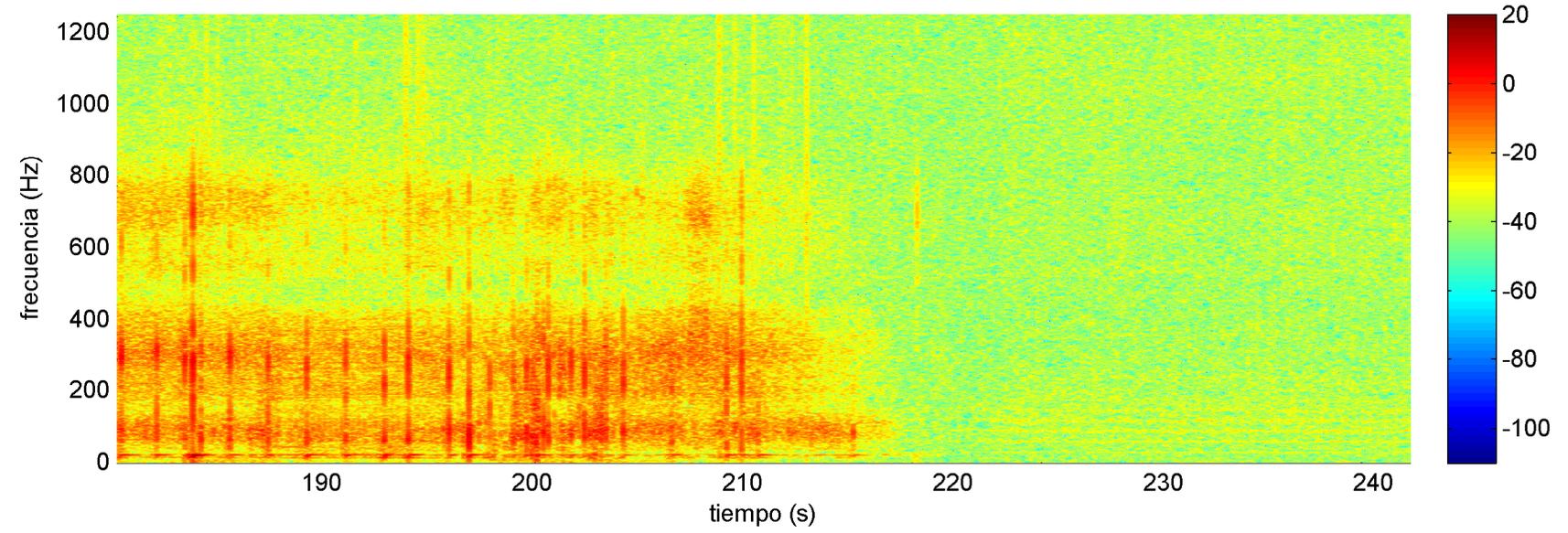
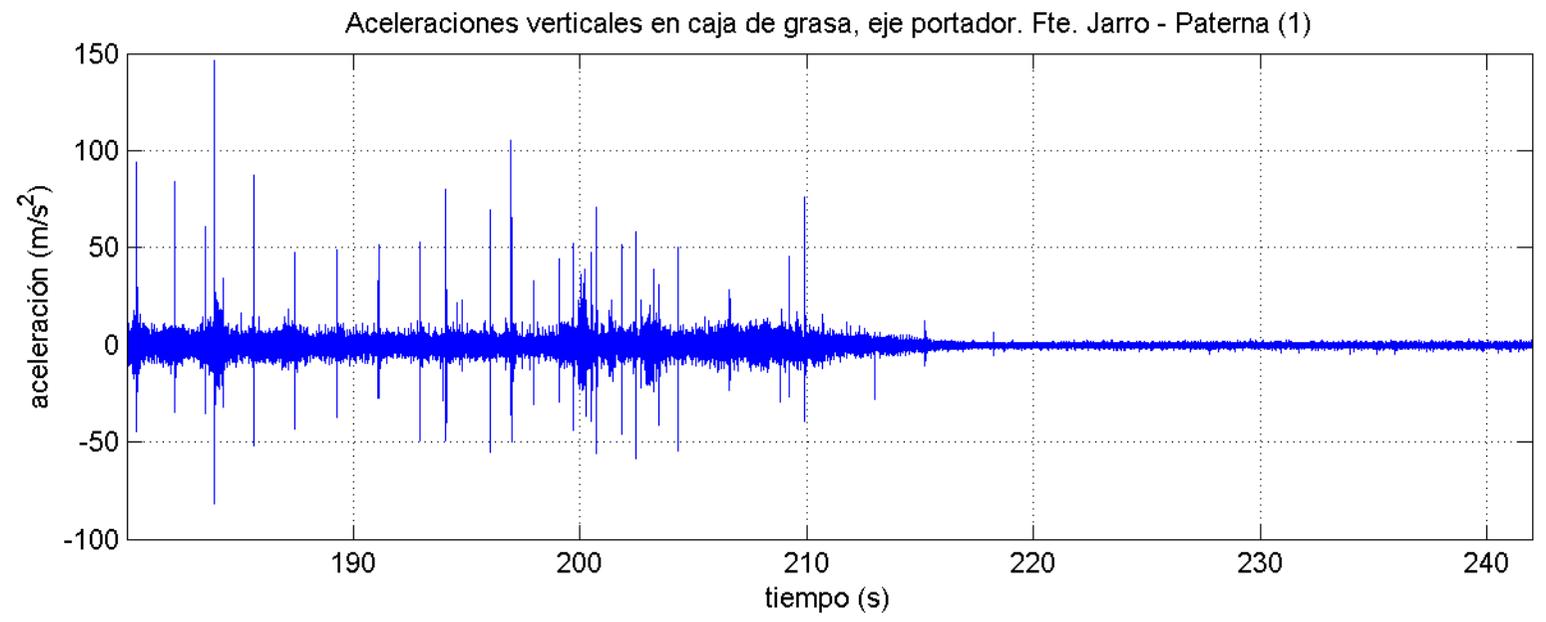
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 1. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz



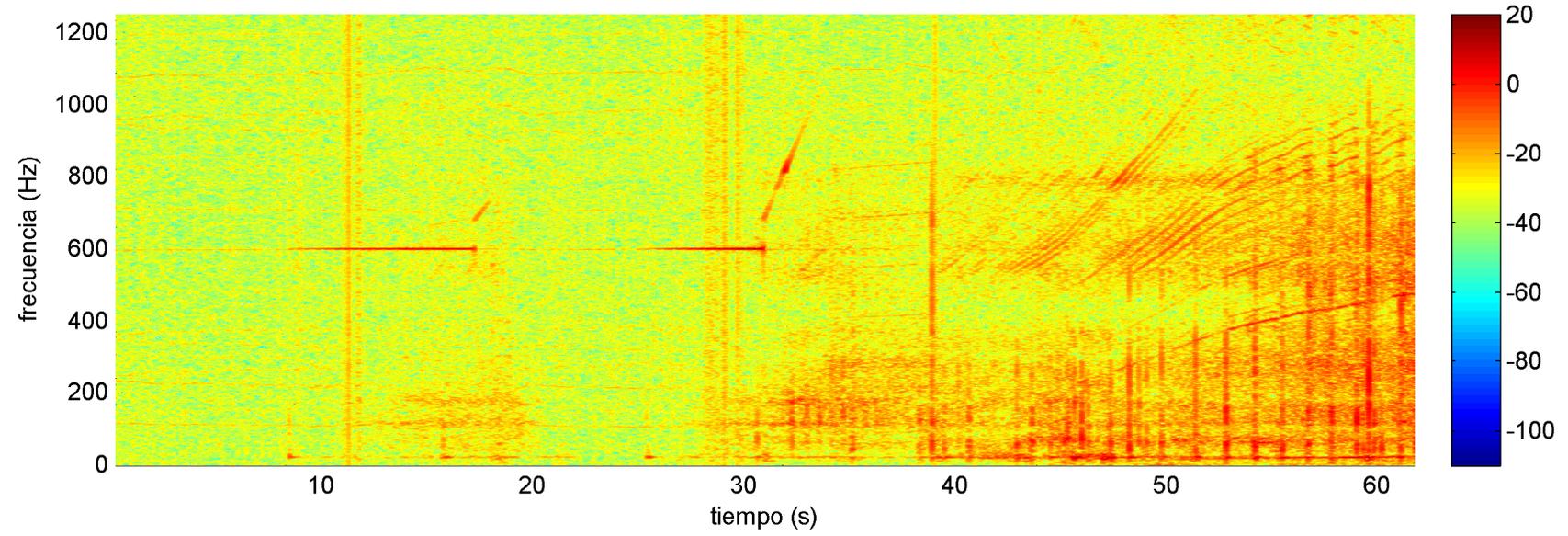
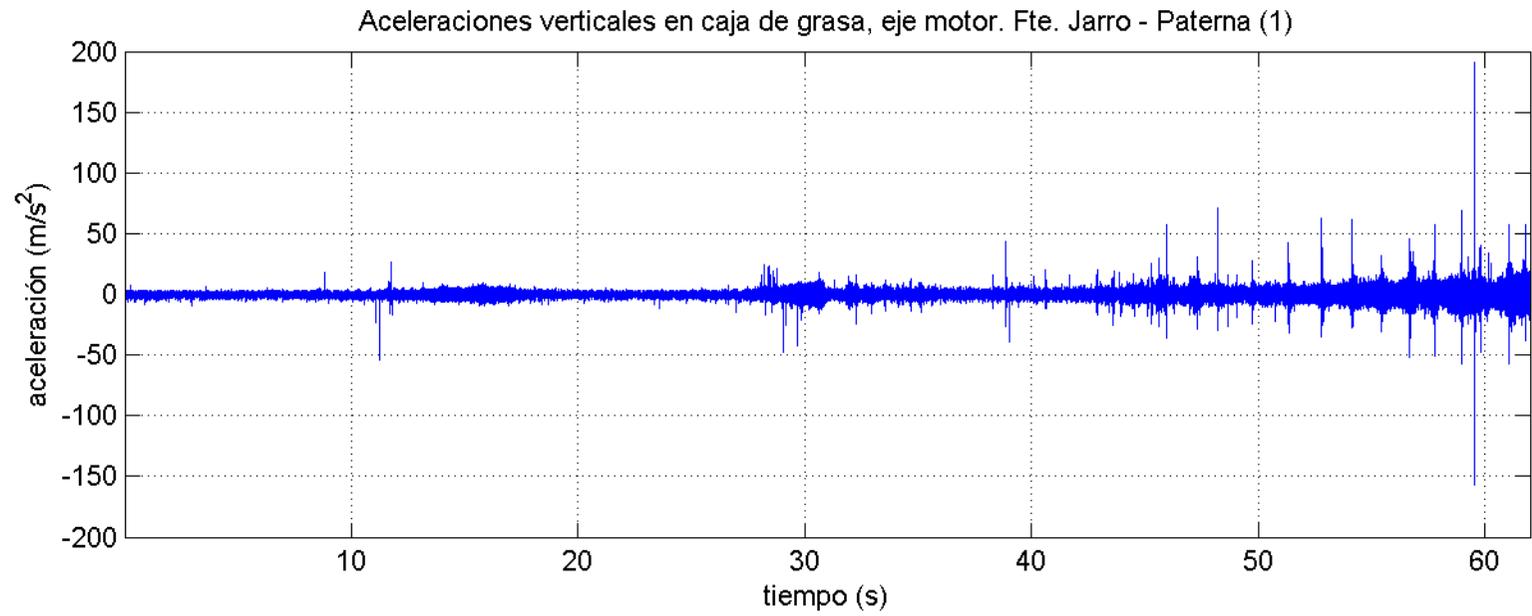




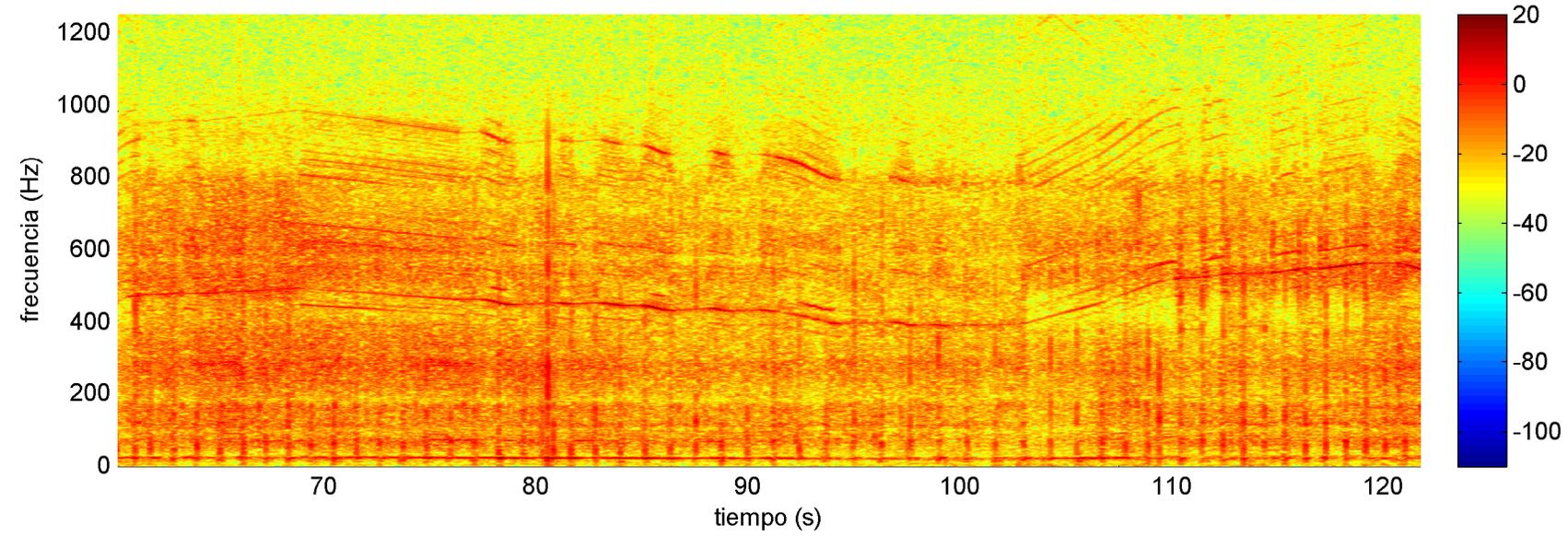
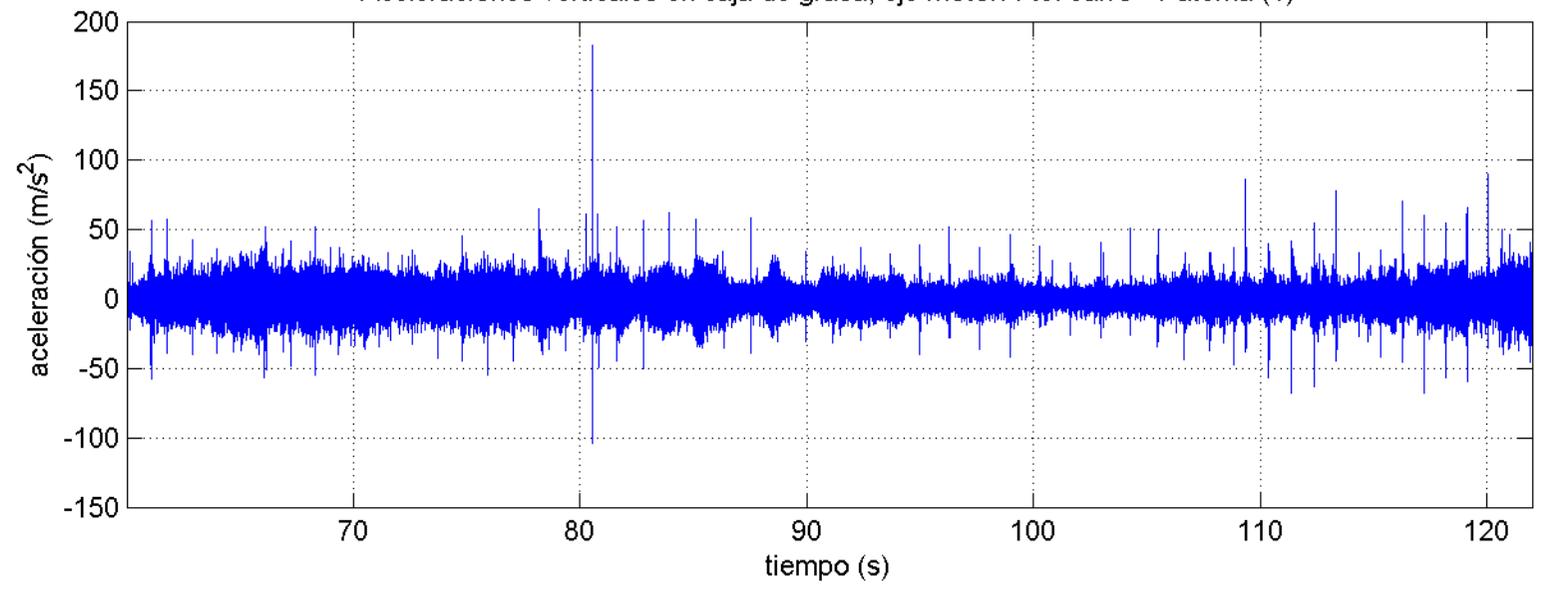


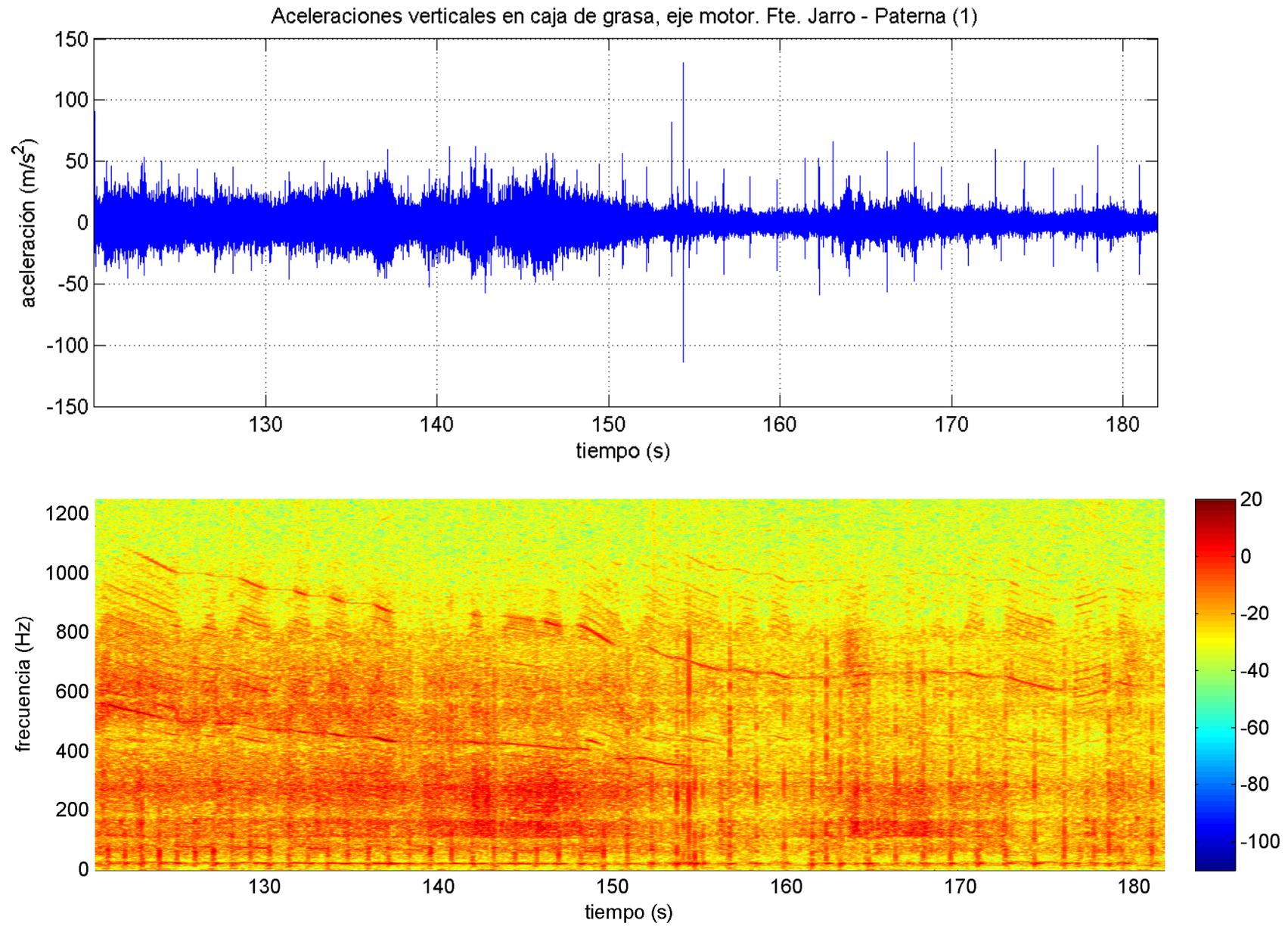
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 1. Eje motor

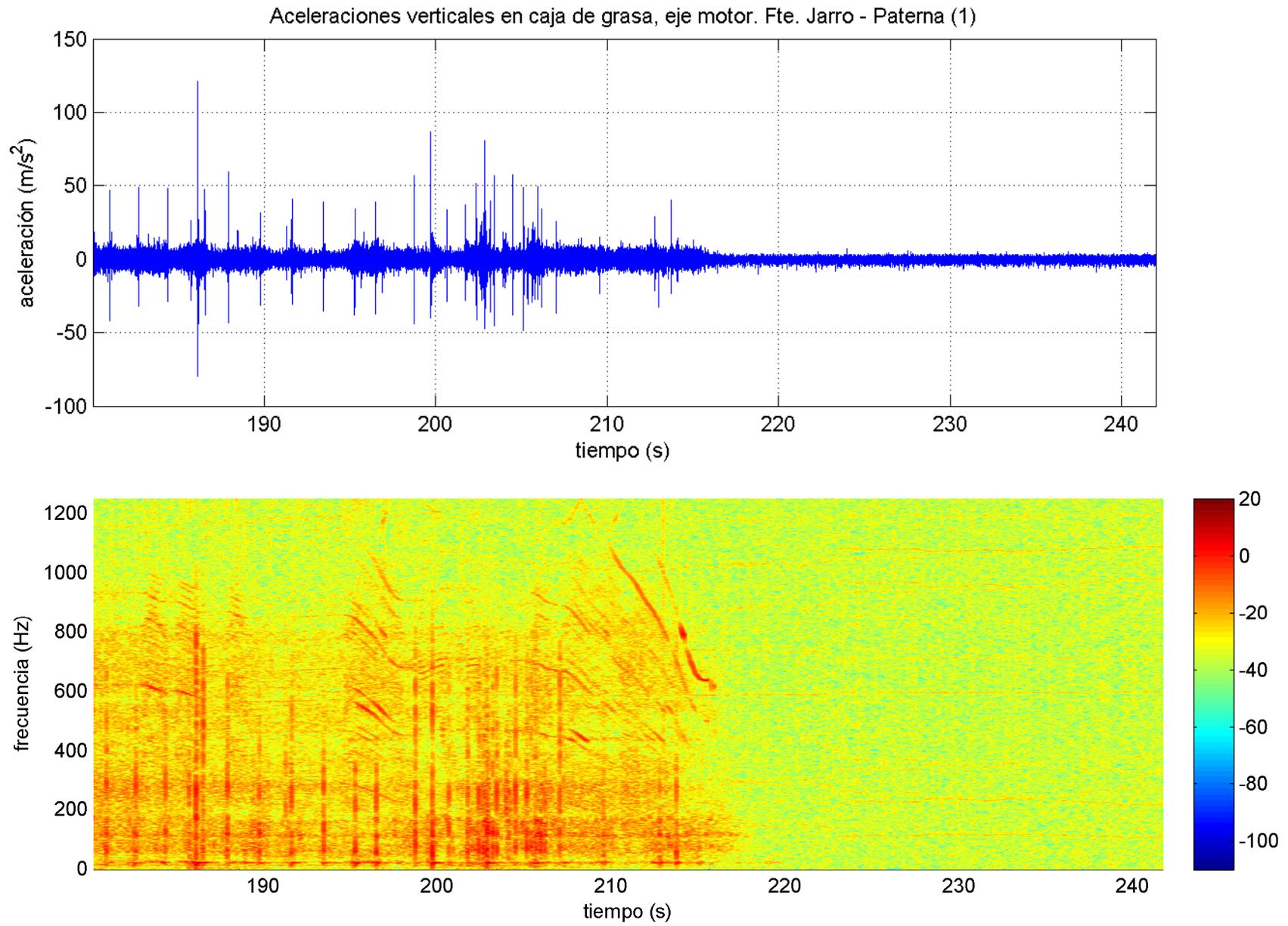
Datos registrados a 1000 / 2500 Hz



Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Fte. Jarro - Paterna (1)



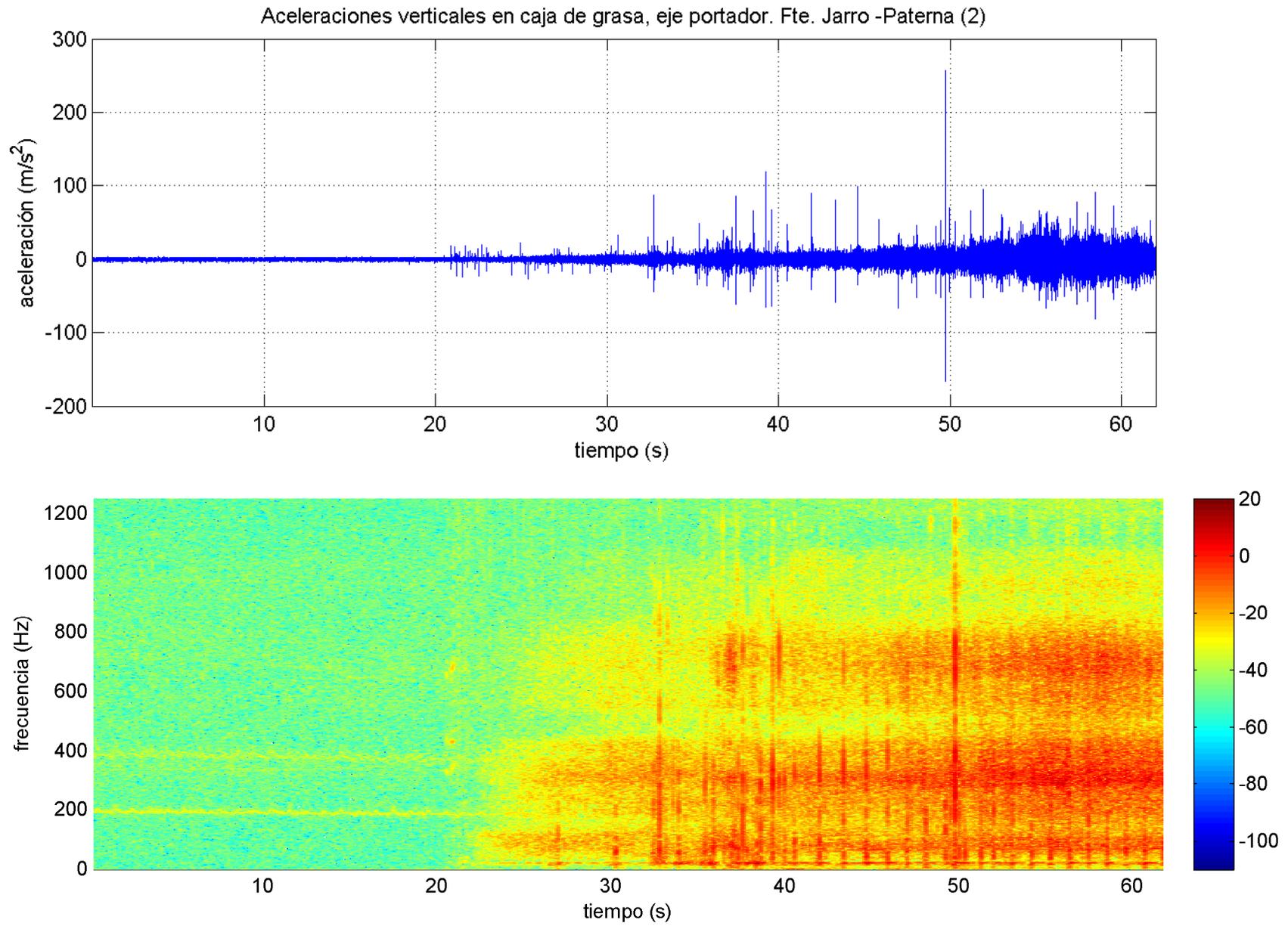


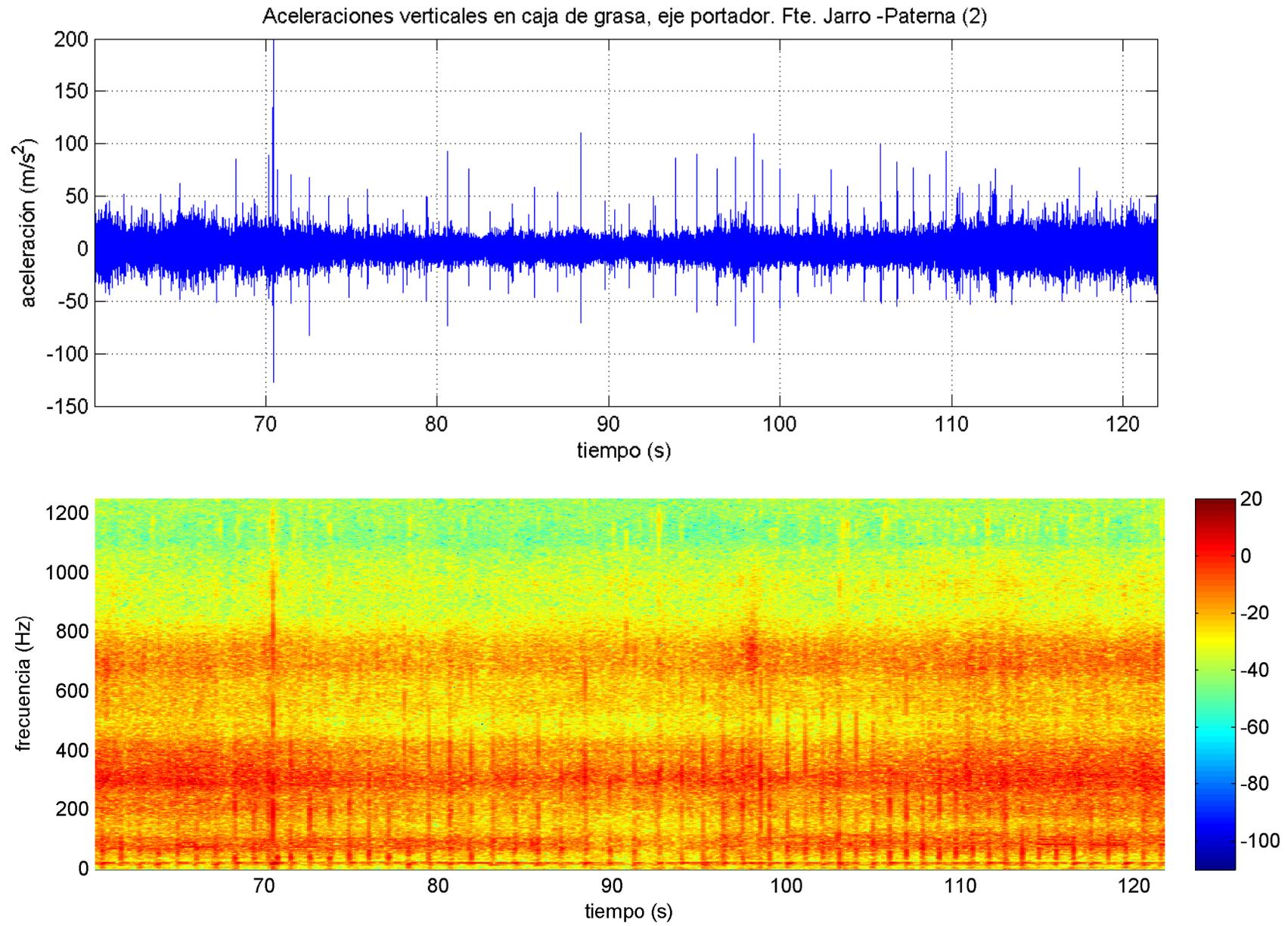


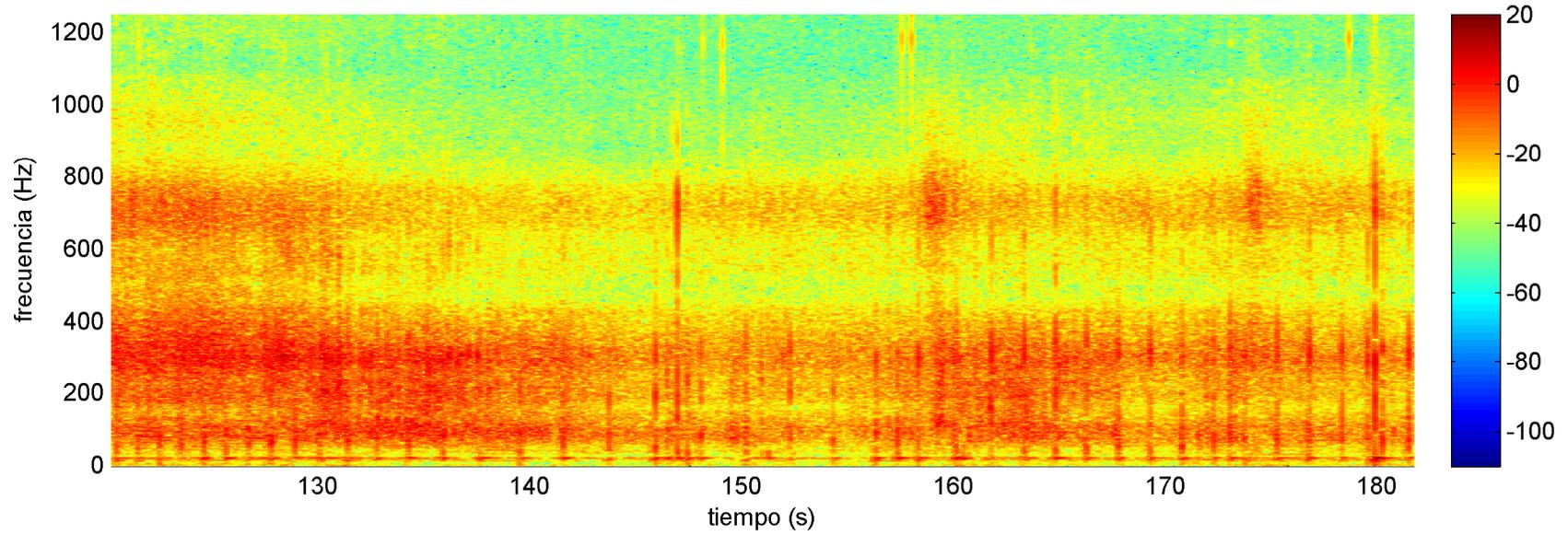
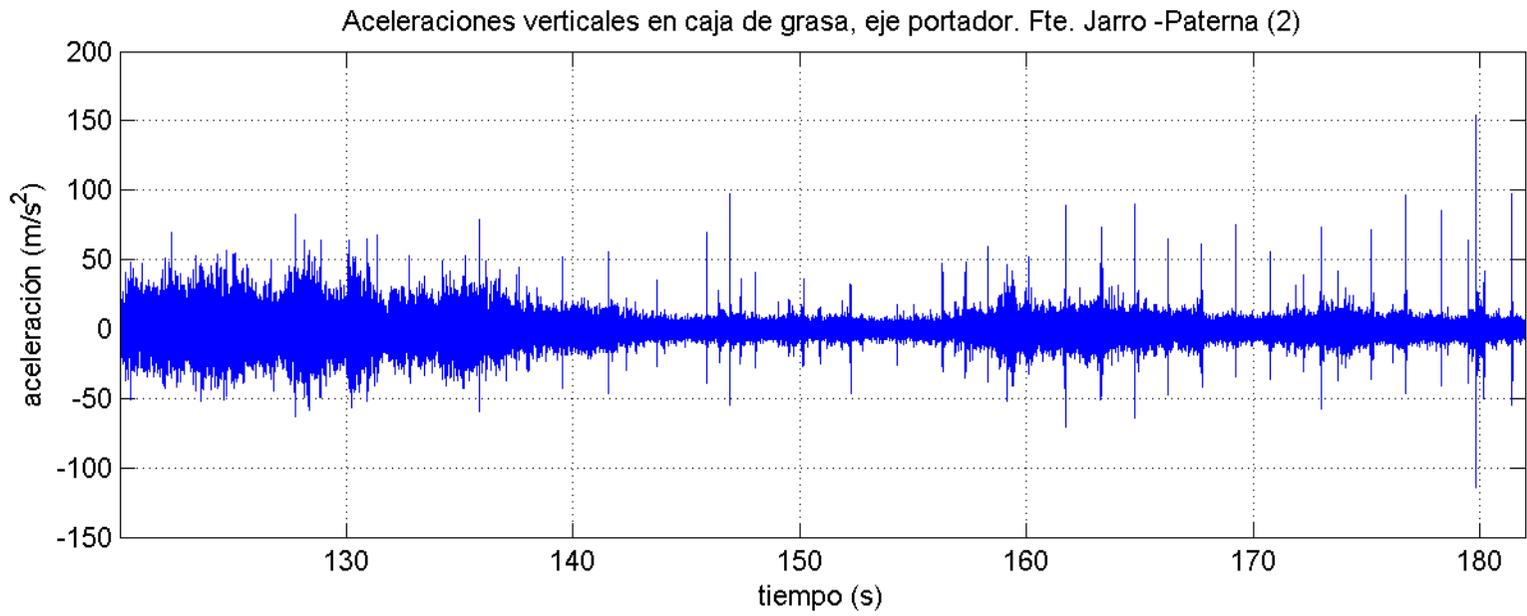
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 2. Eje portador

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

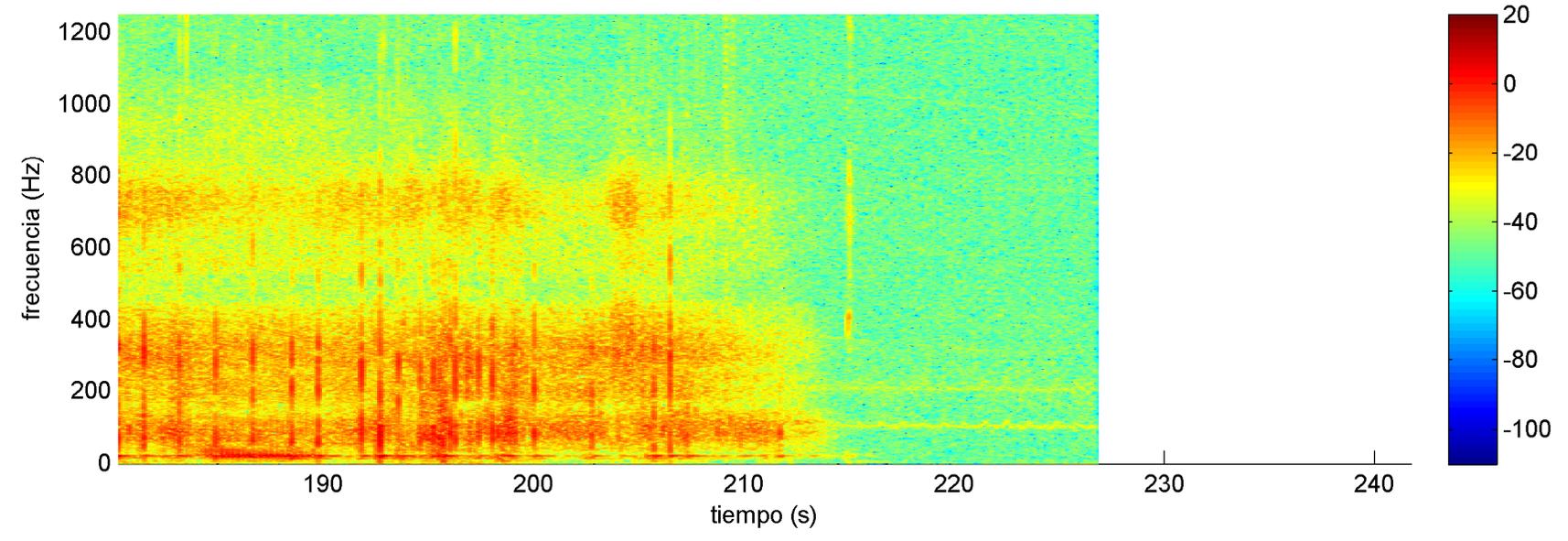
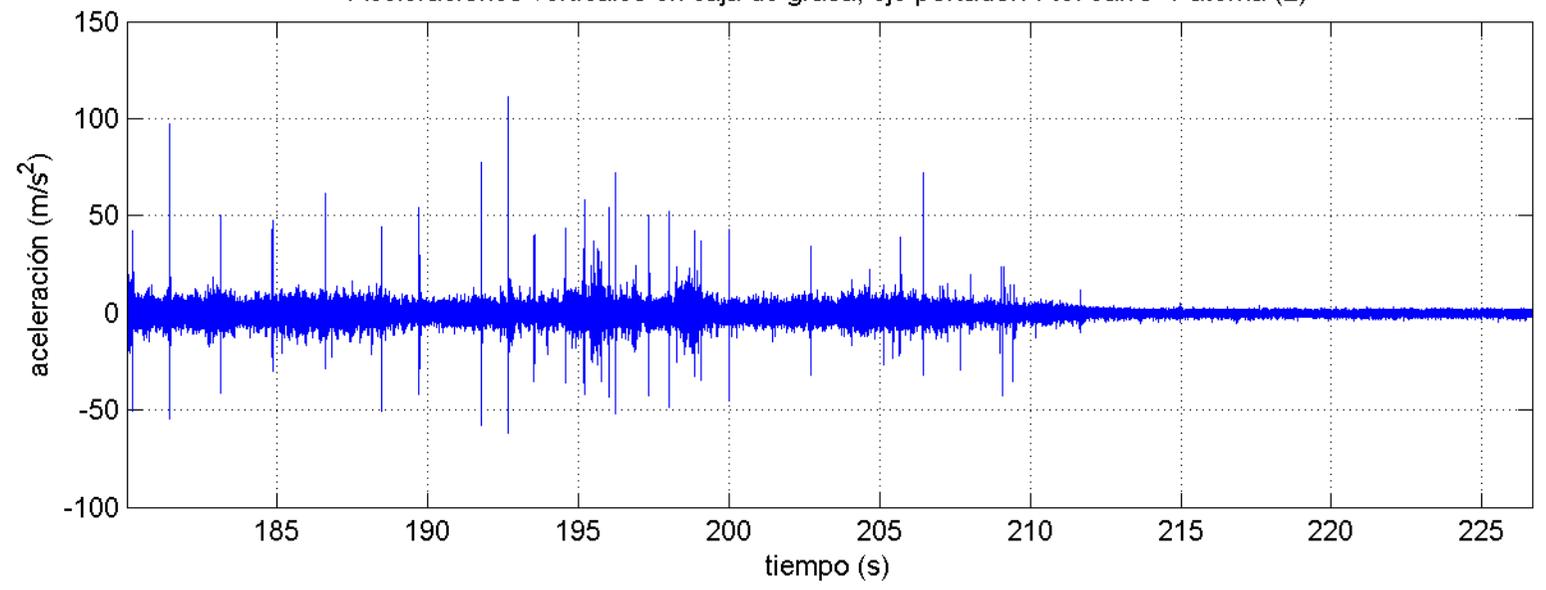
Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.







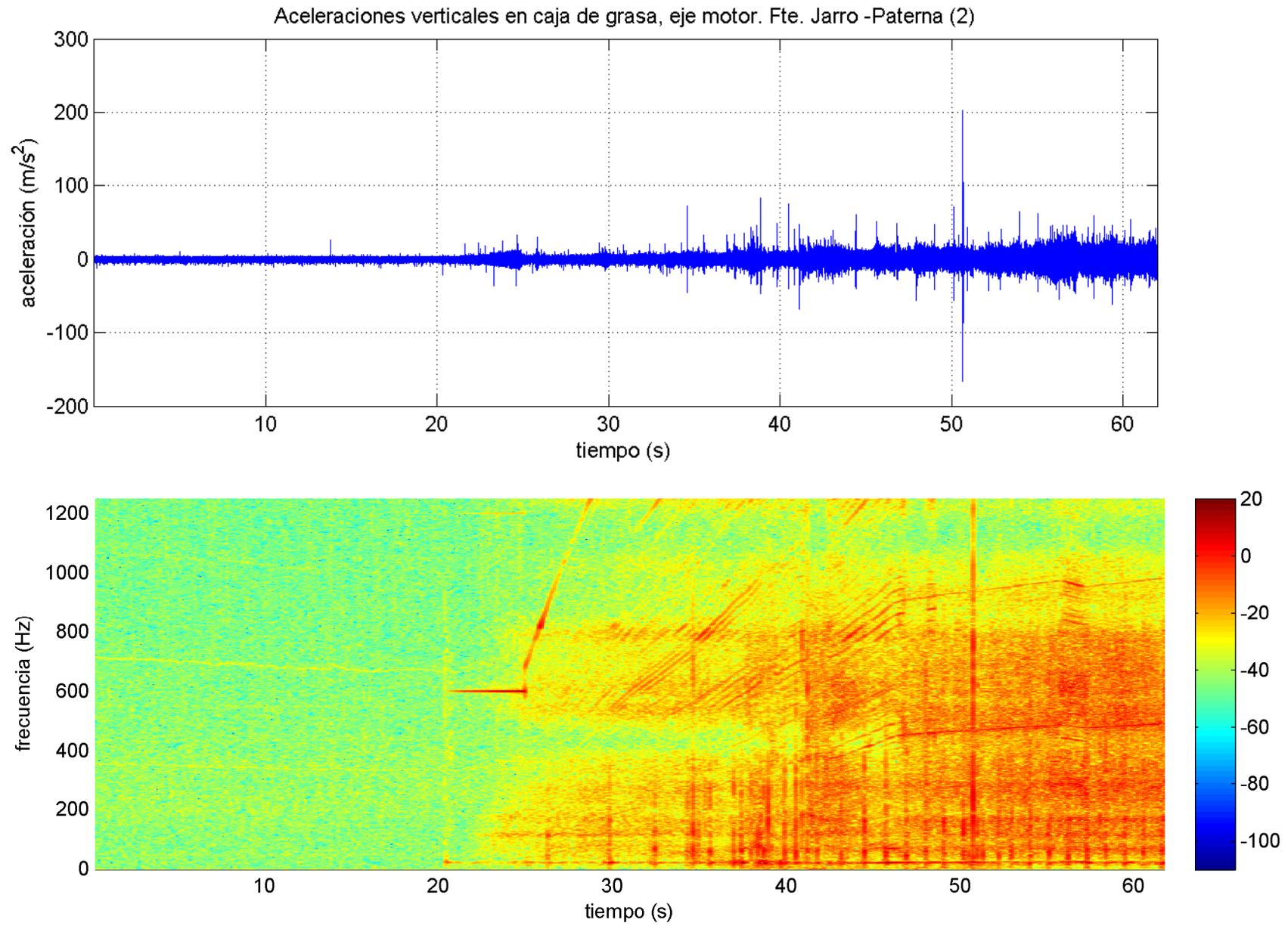
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Fte. Jarro -Paterna (2)

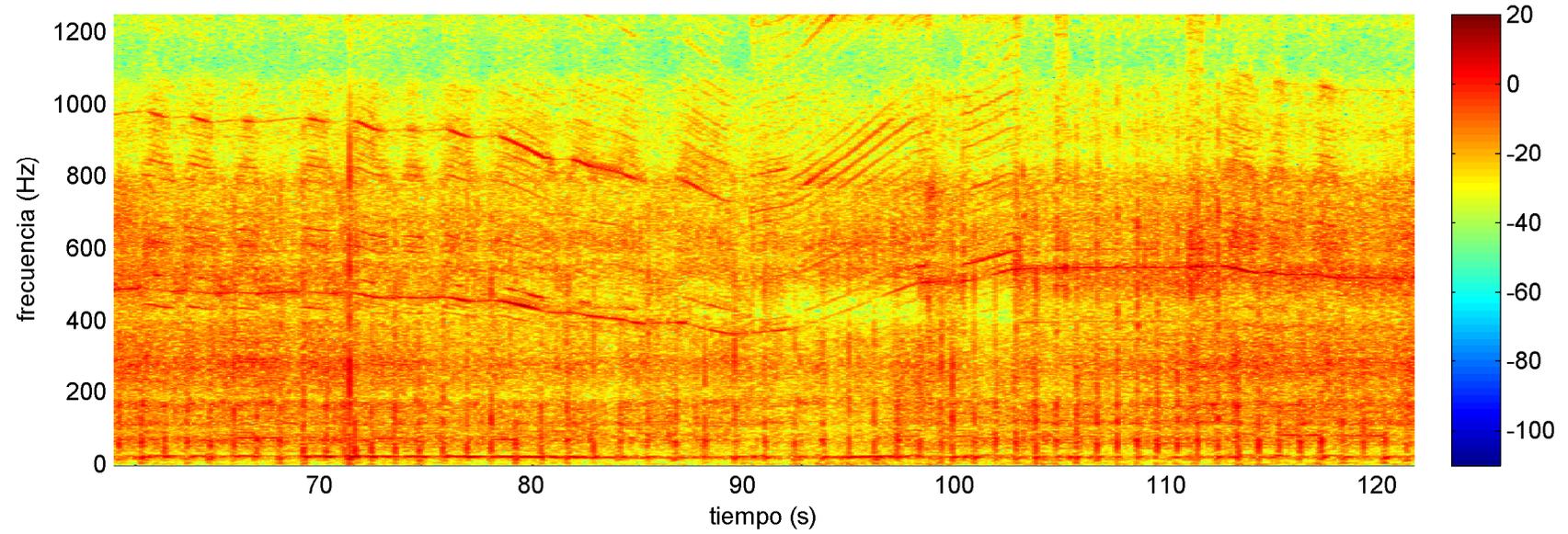
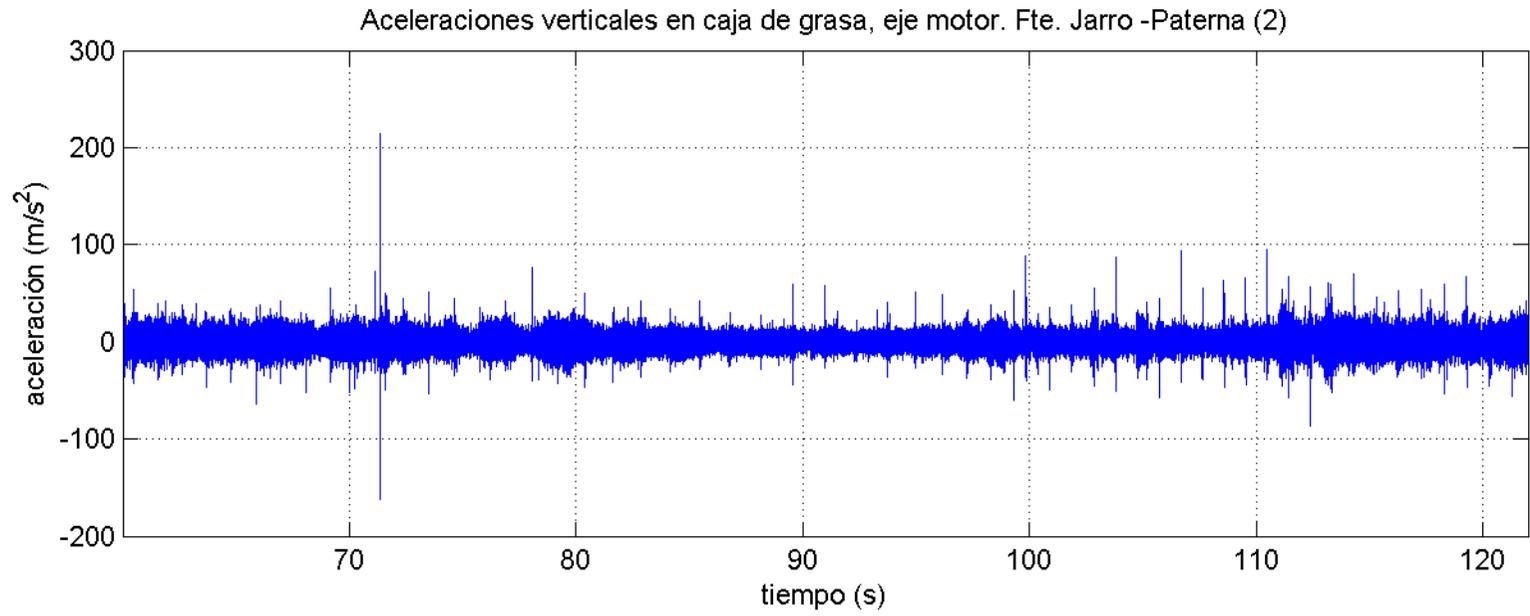


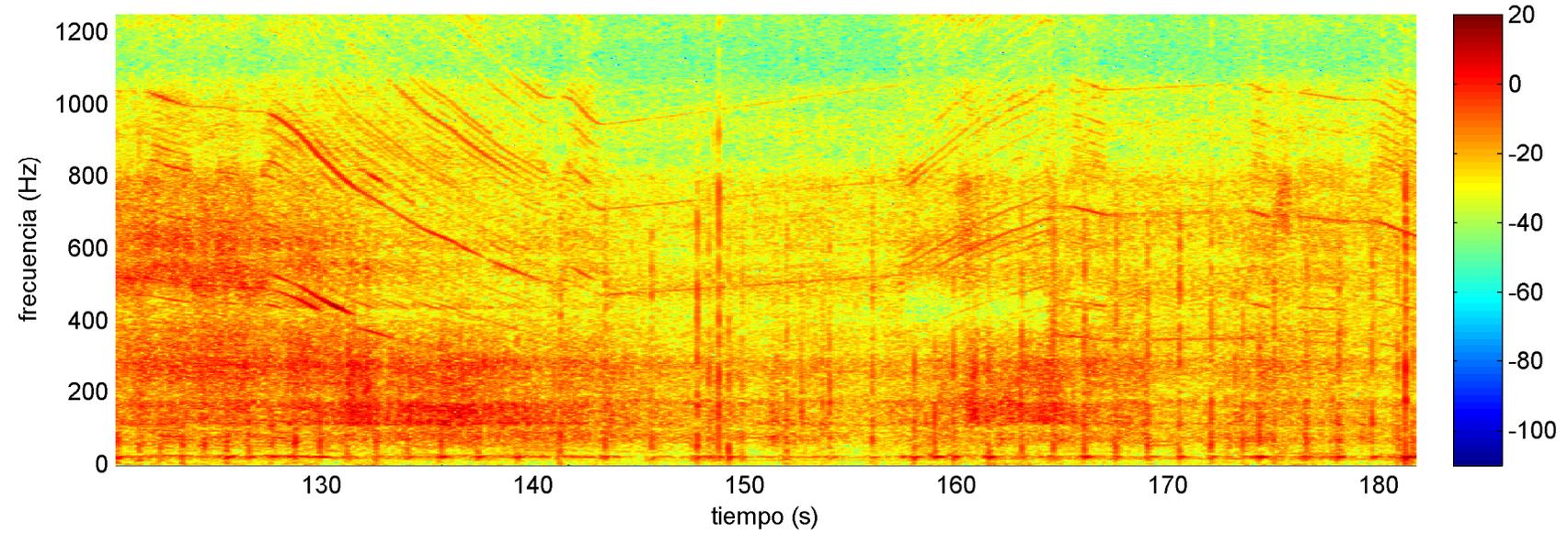
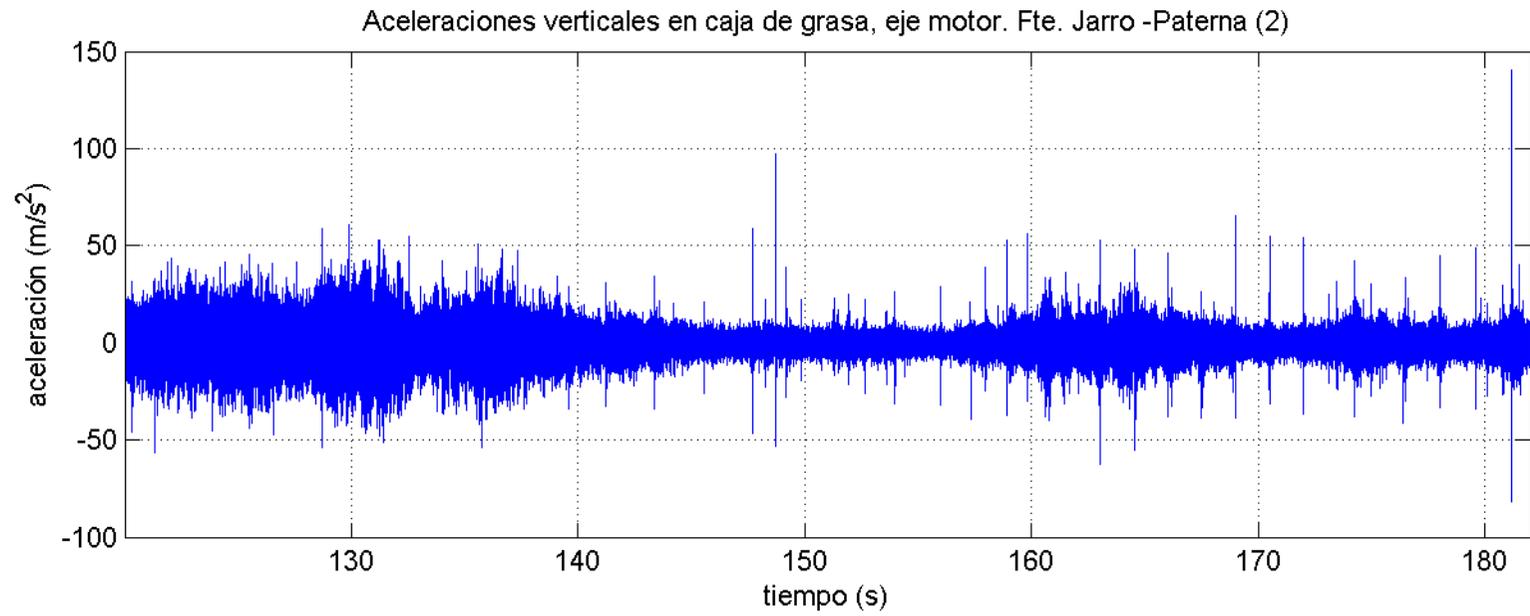
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 2. Eje motor

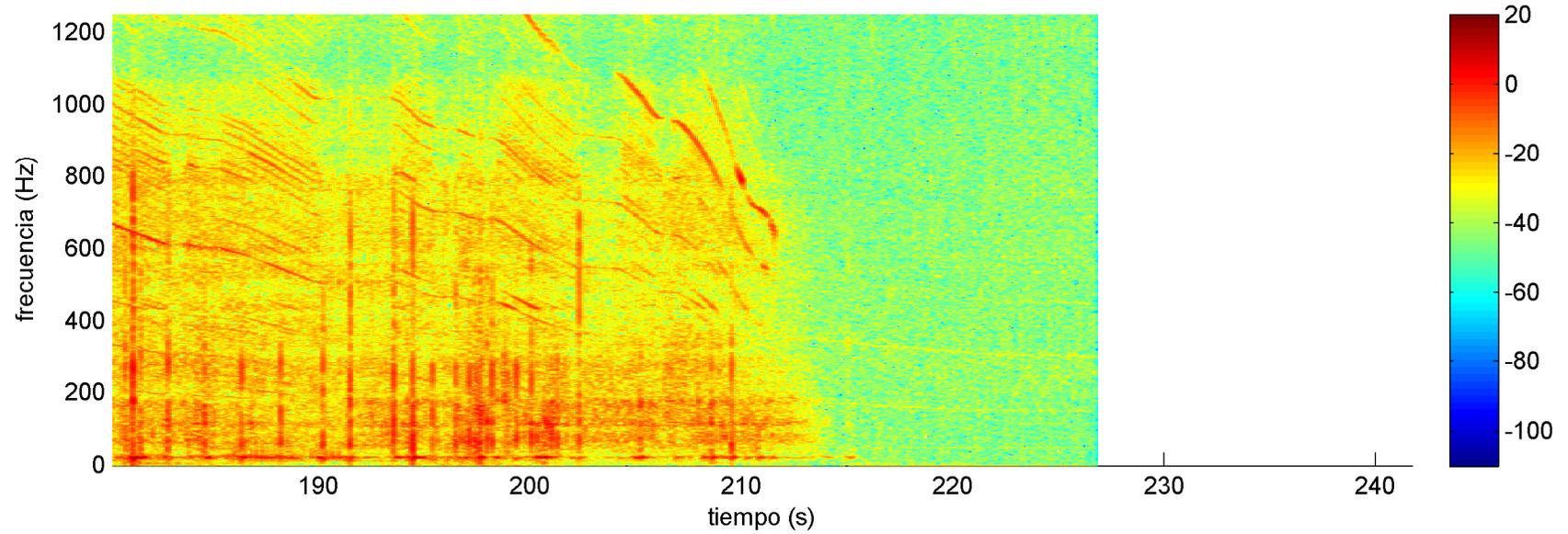
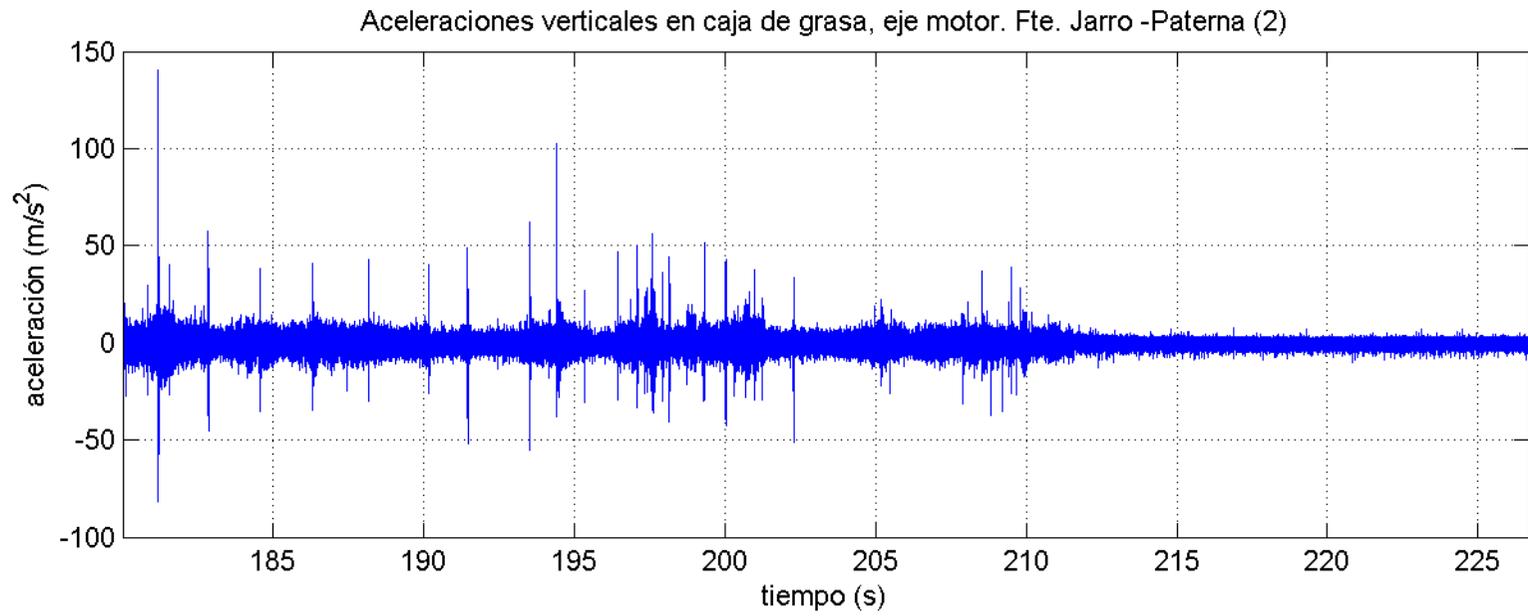
Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.







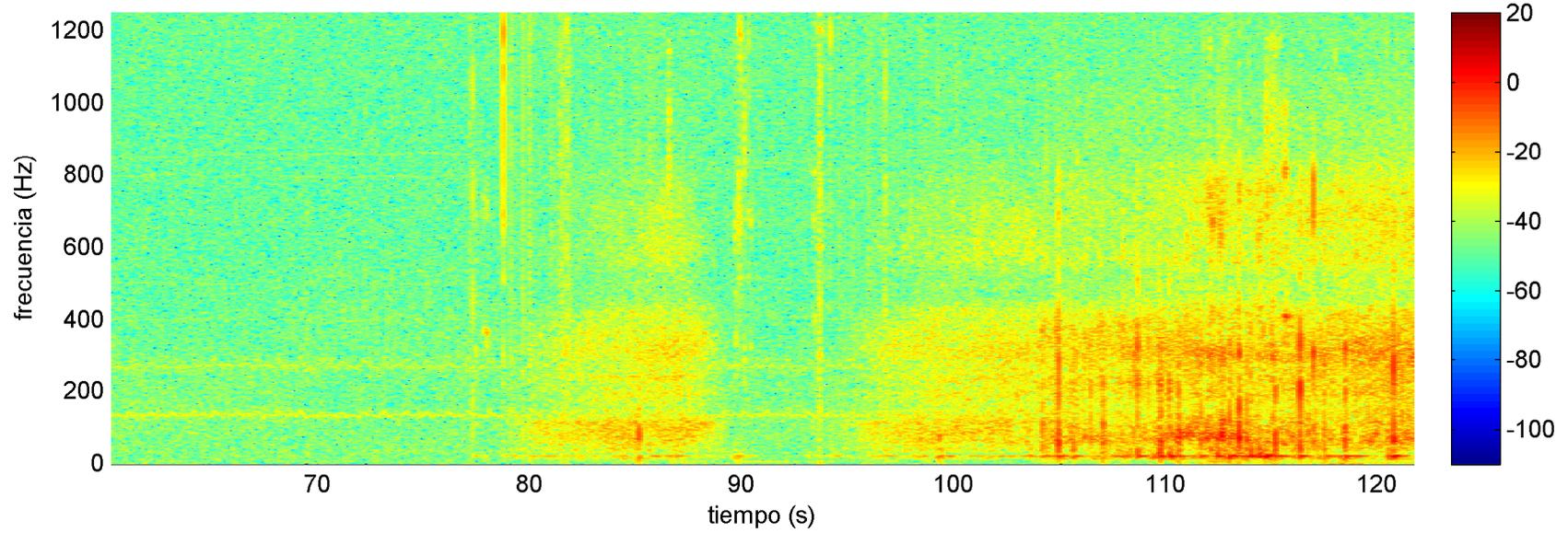
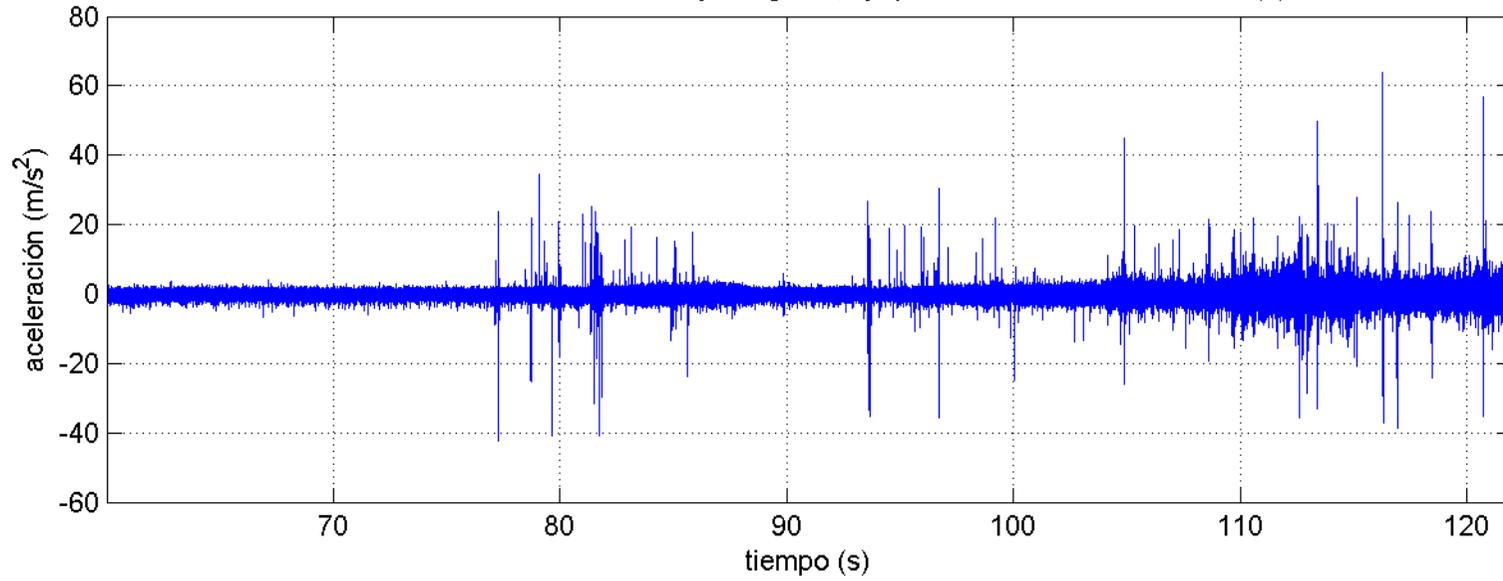


Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje portador

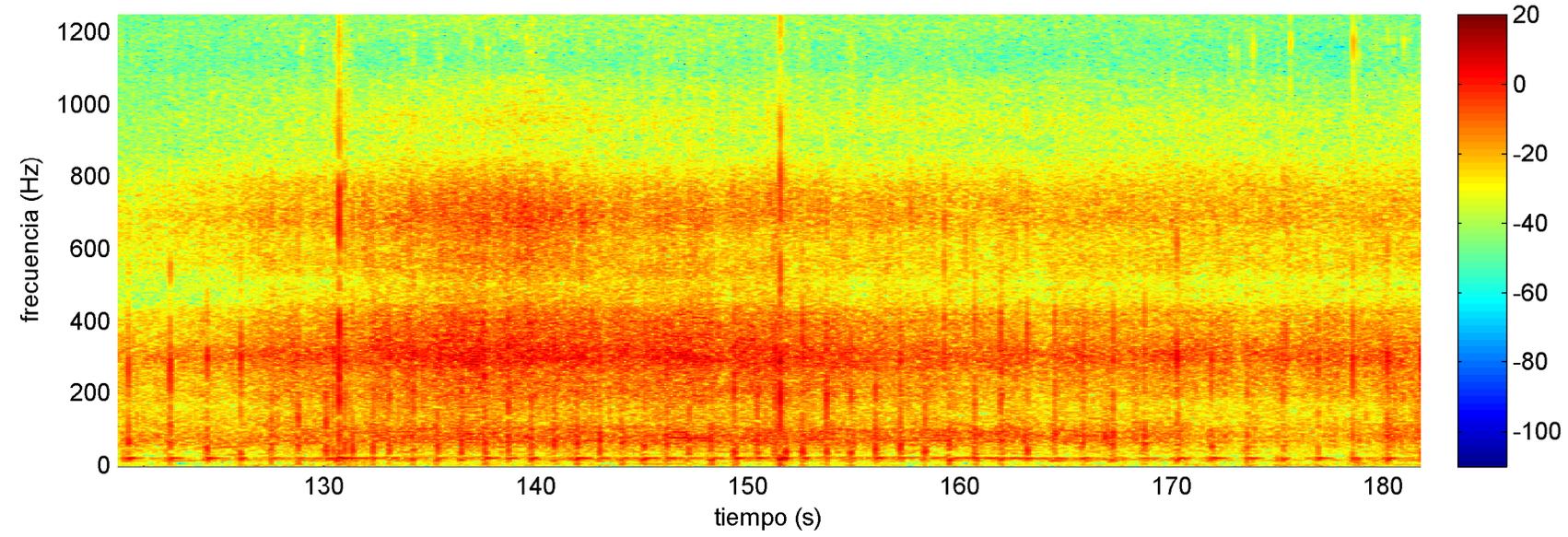
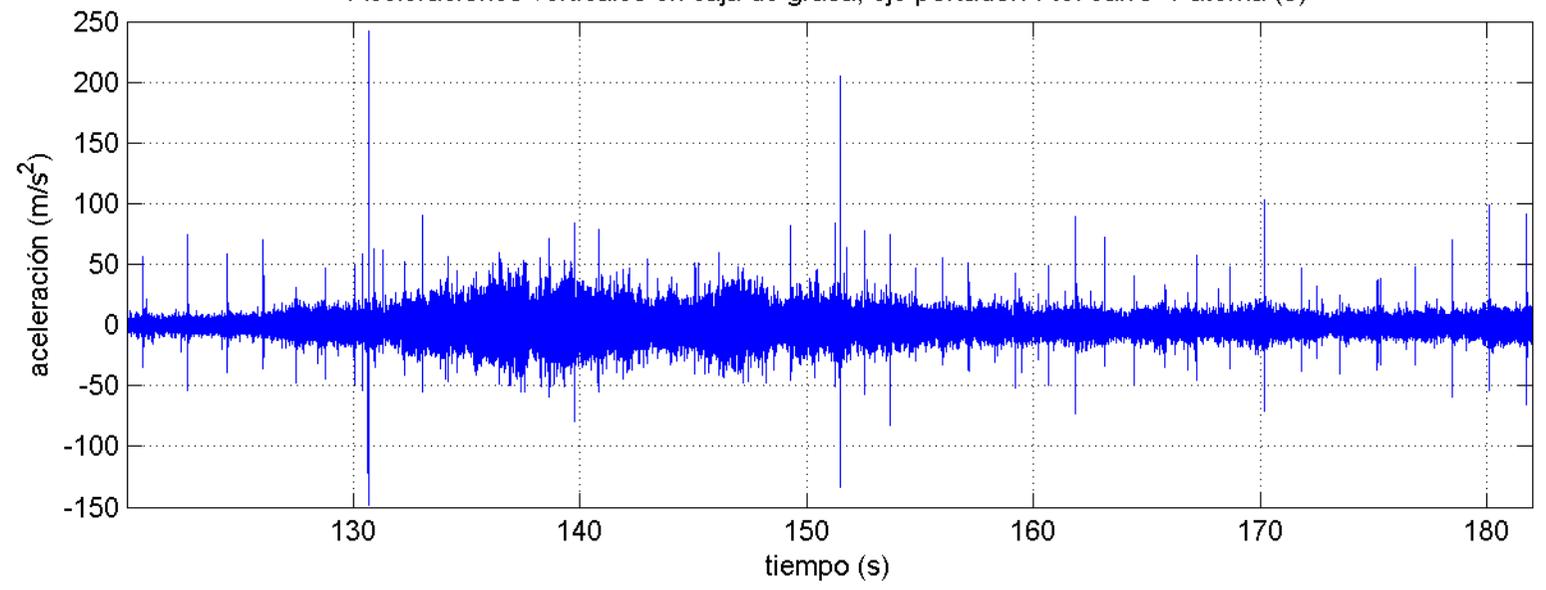
Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

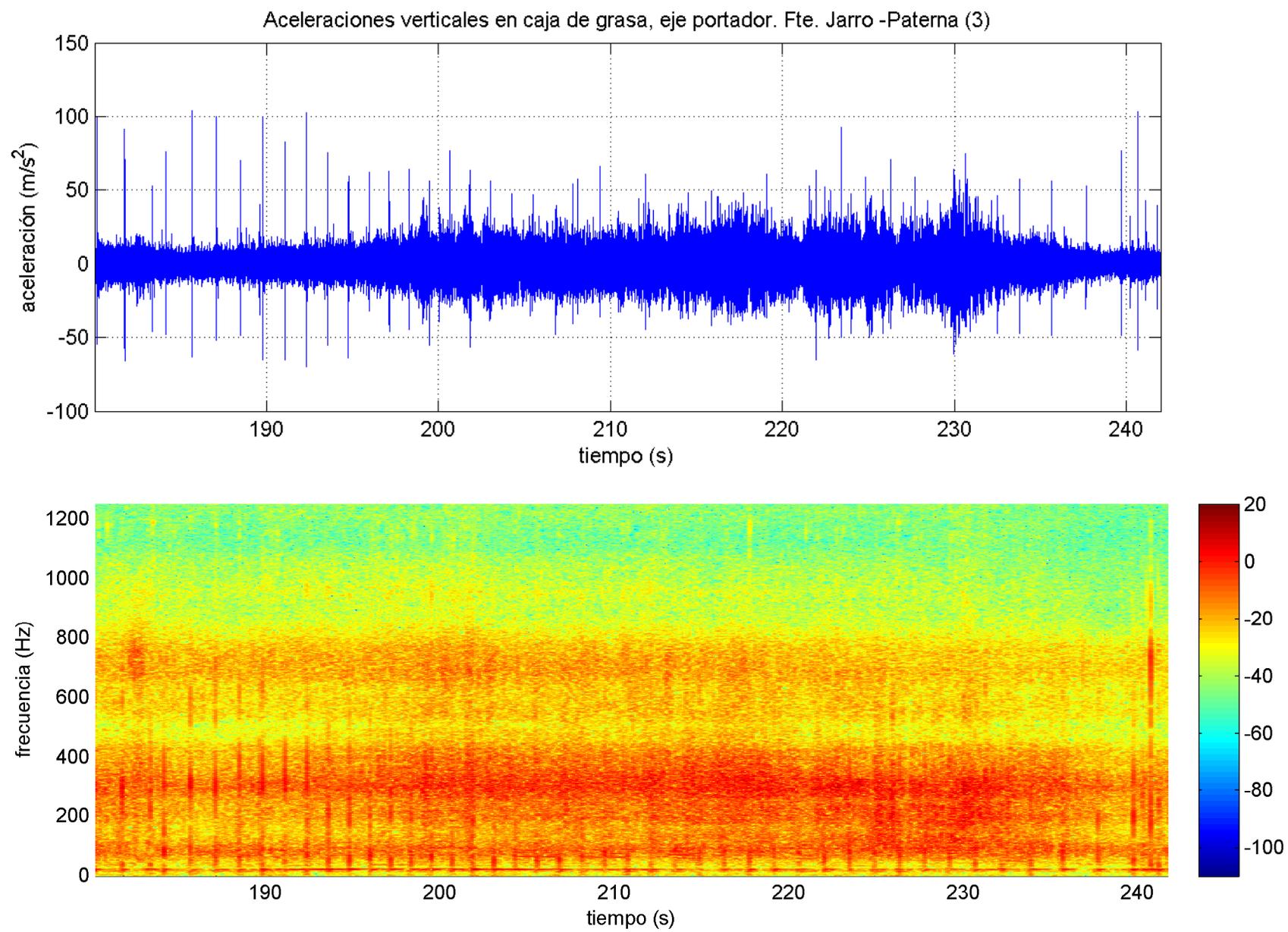
Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.

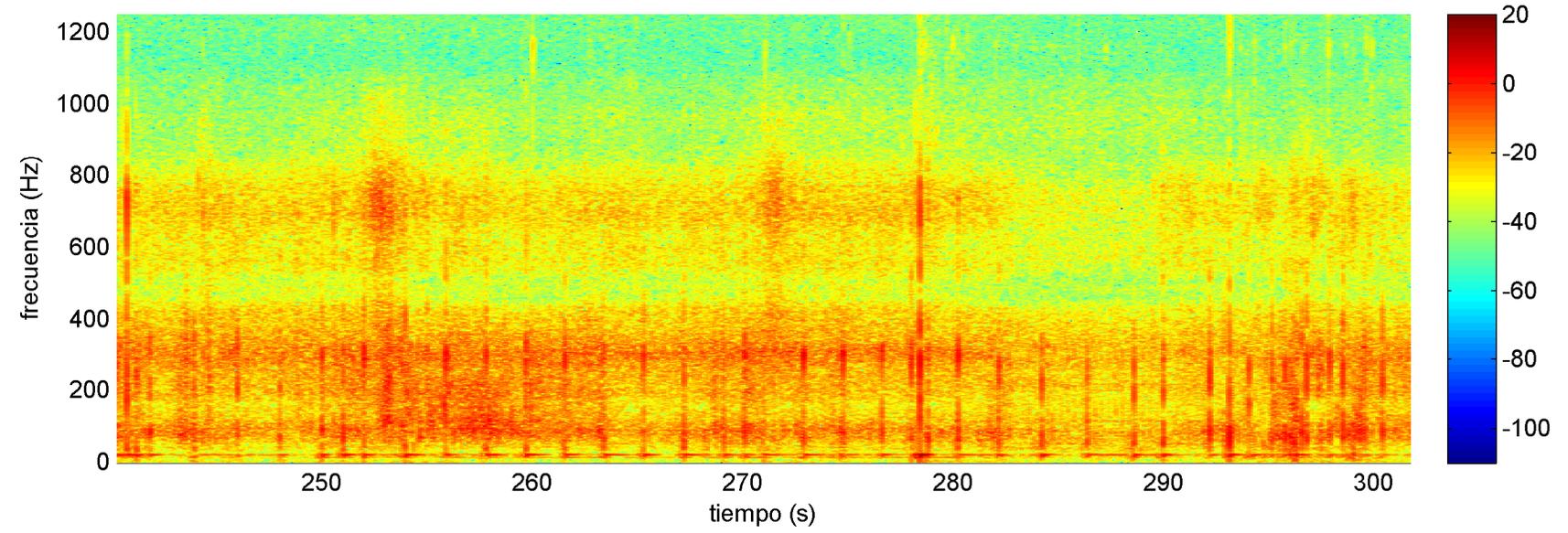
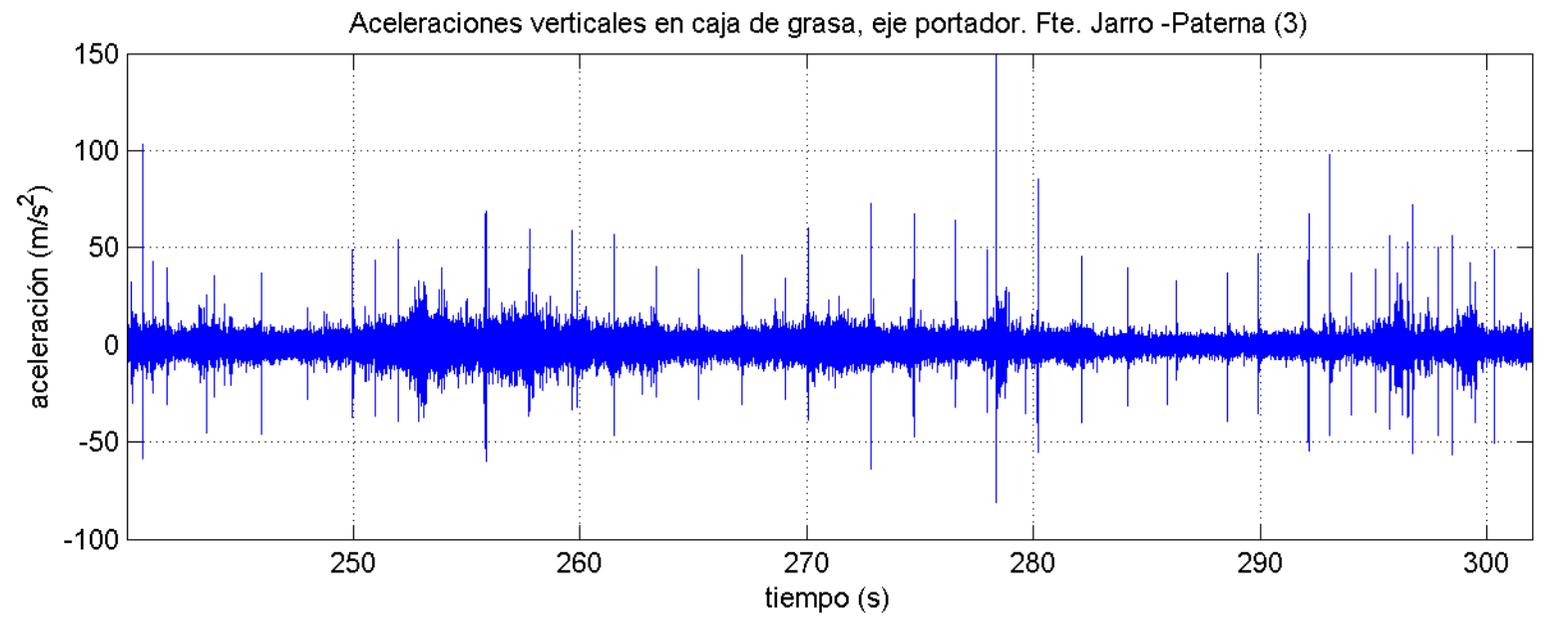
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Fte. Jarro -Paterna (3)



Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Fte. Jarro -Paterna (3)



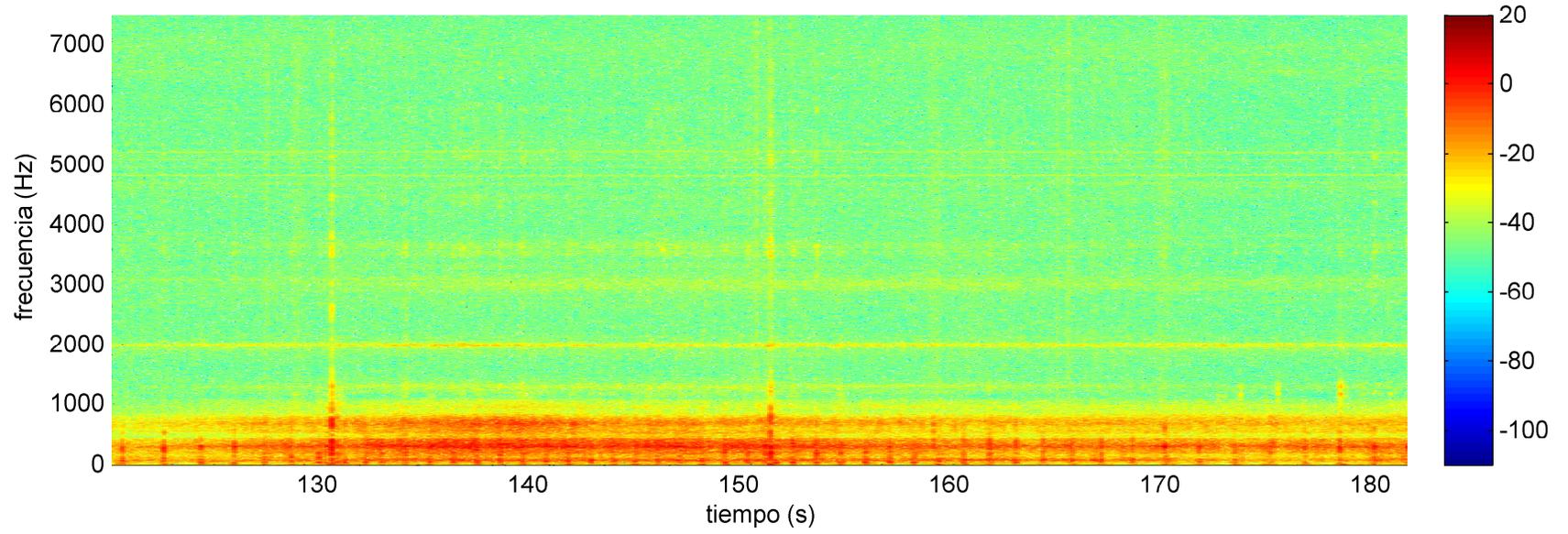
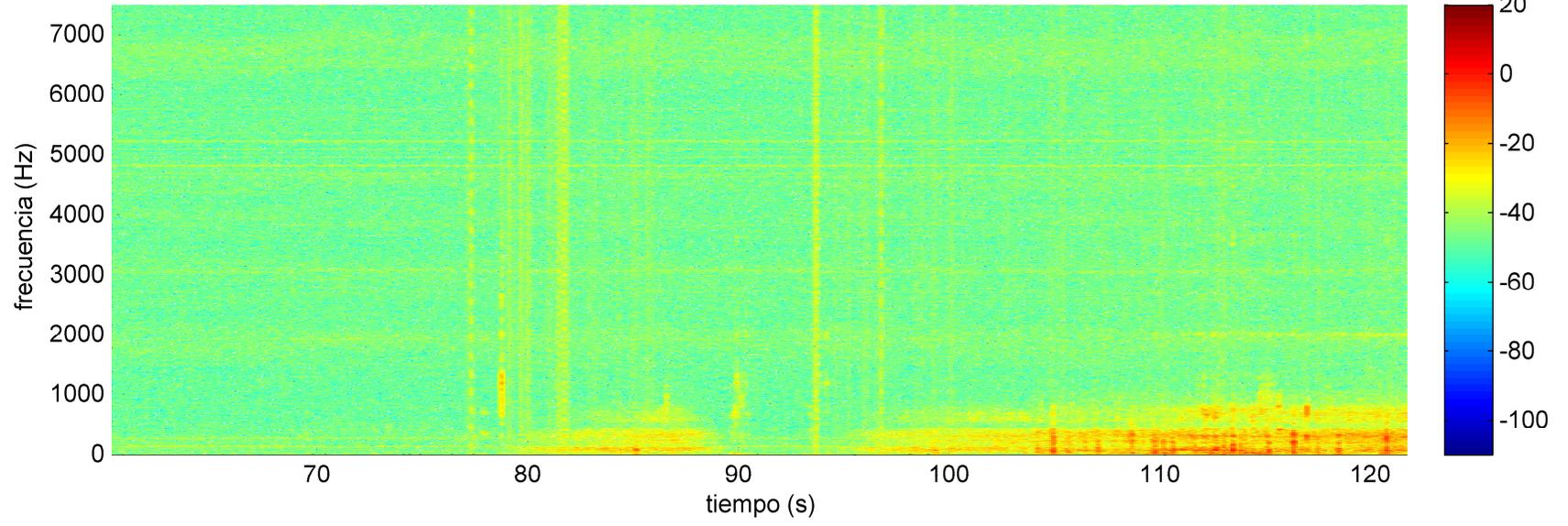


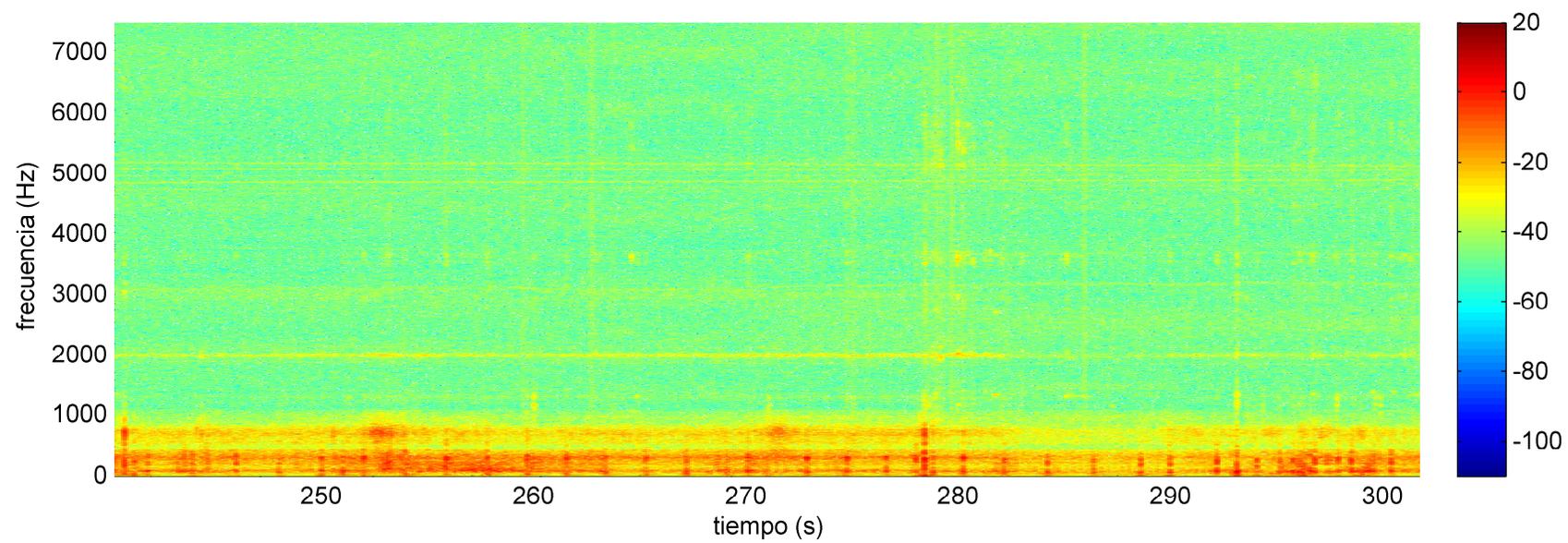
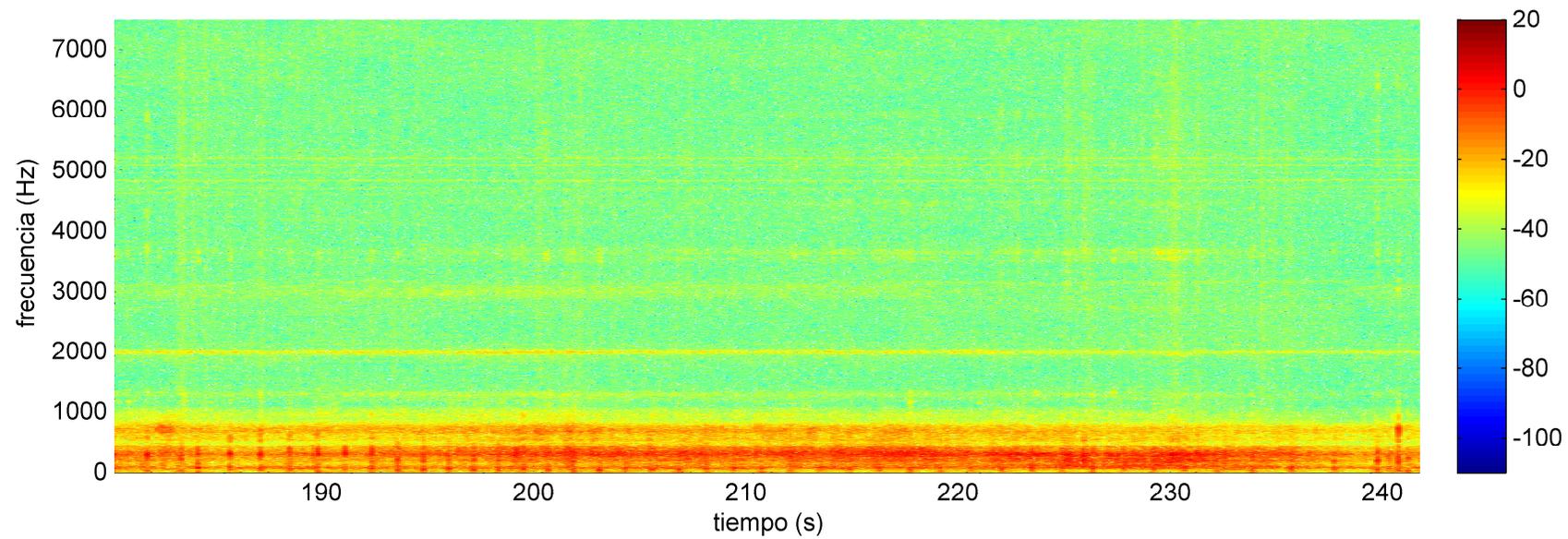


Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje portador

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

Representación de todo el rango de frecuencias analizado

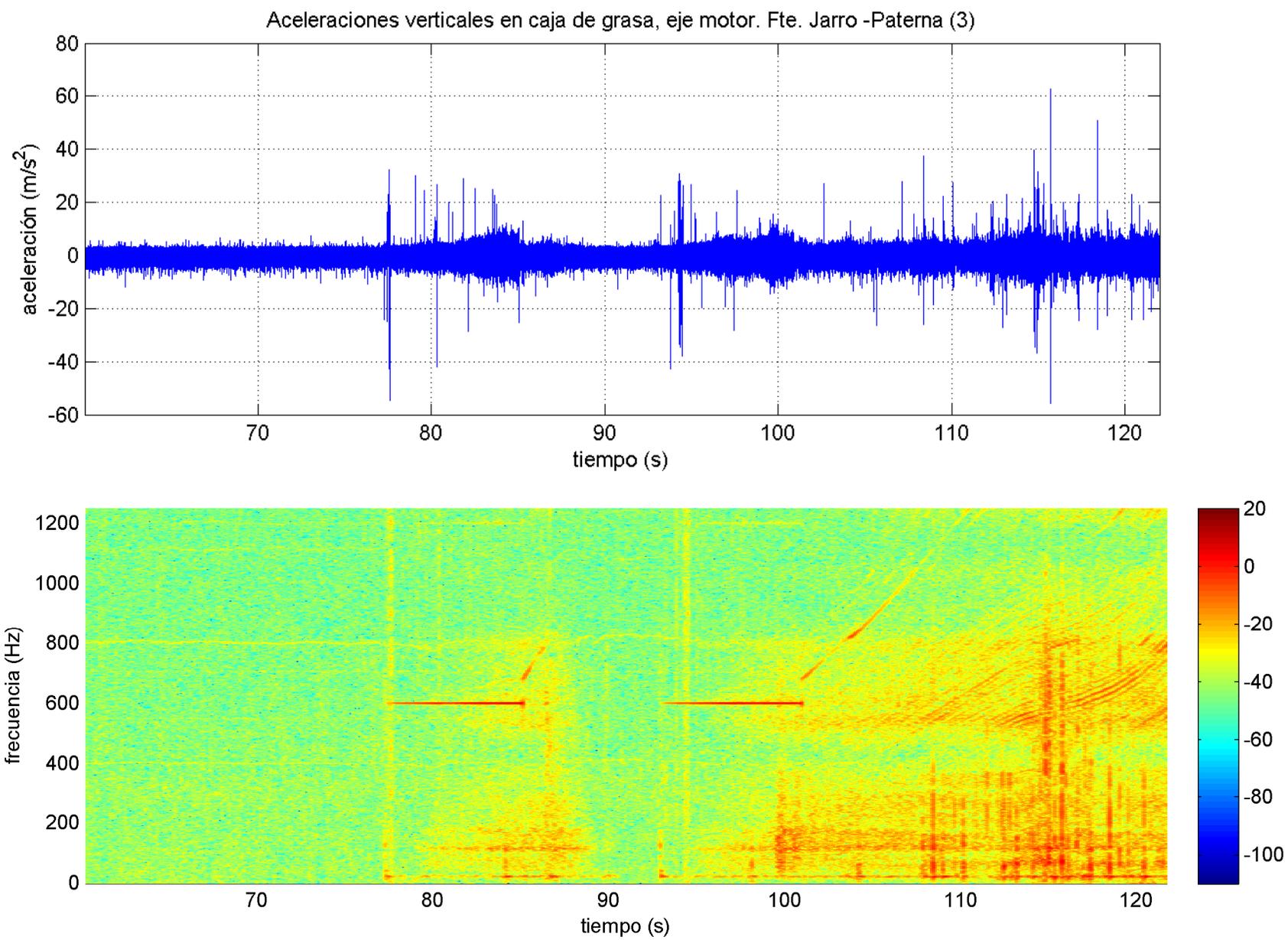




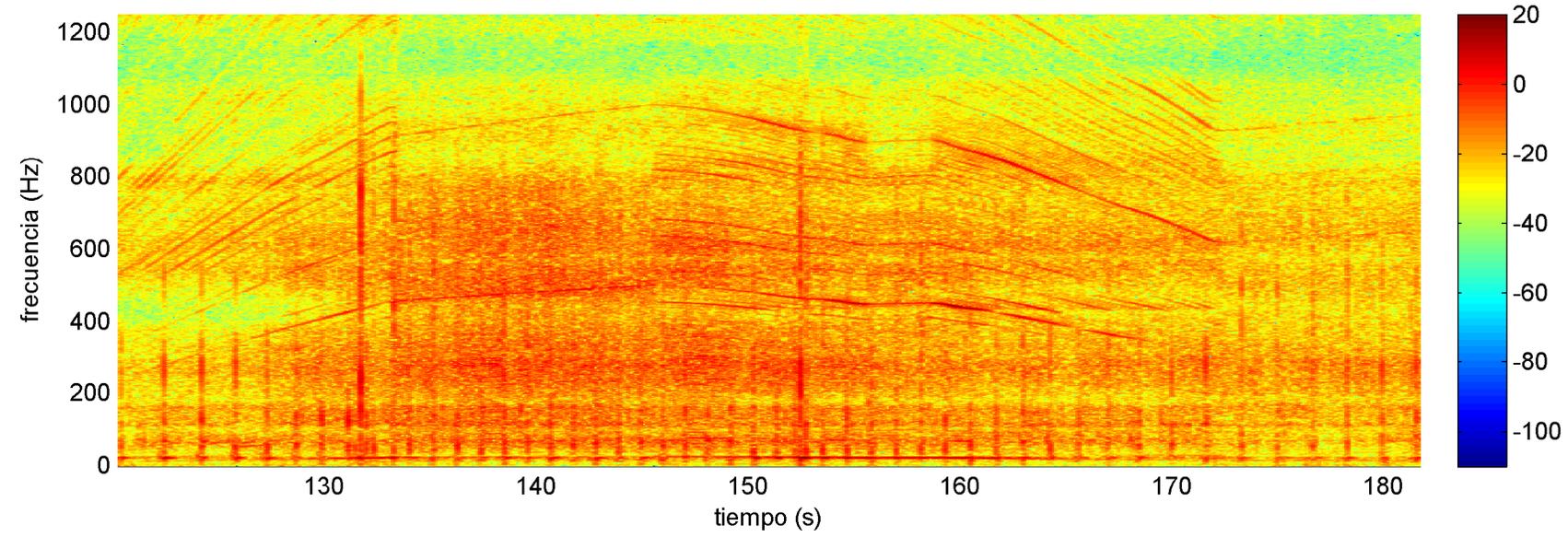
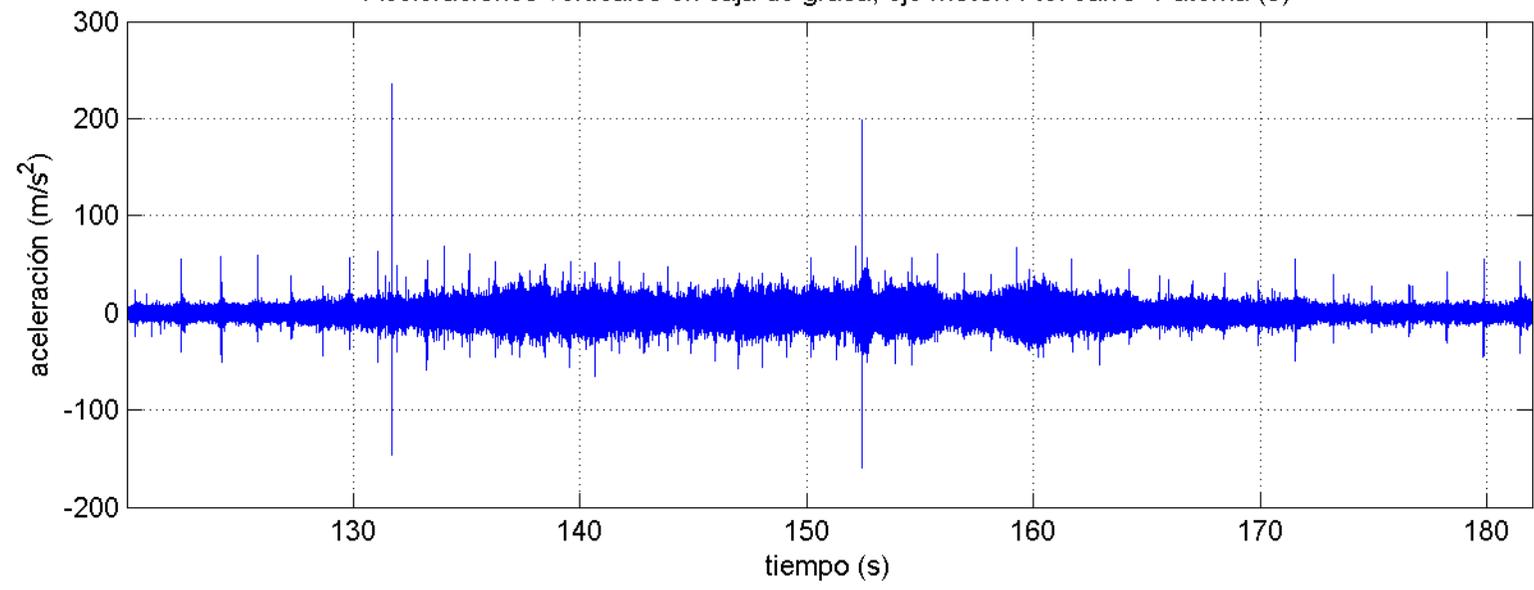
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje motor

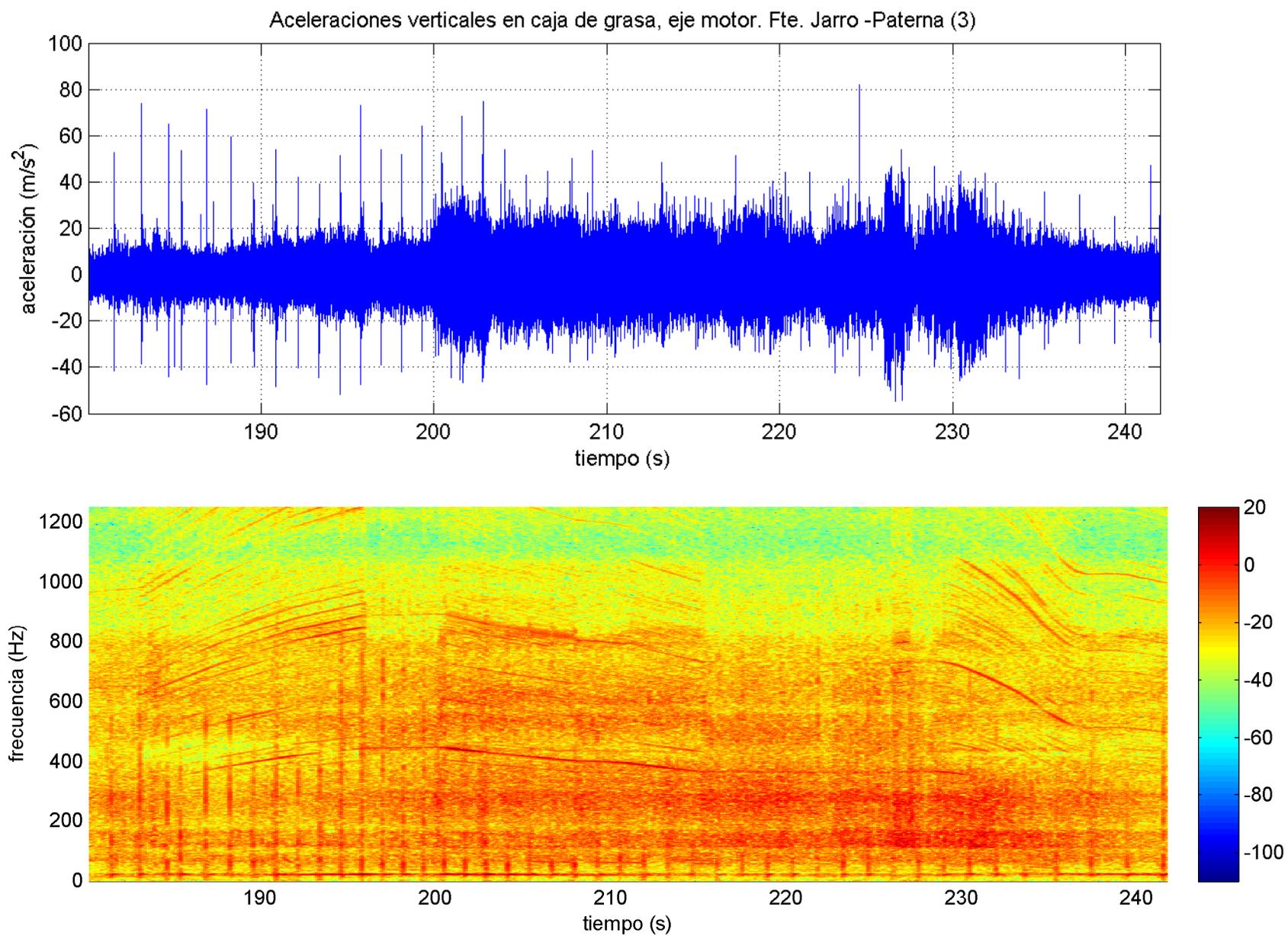
Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

Ampliación a la banda [0 – 1250] Hz.

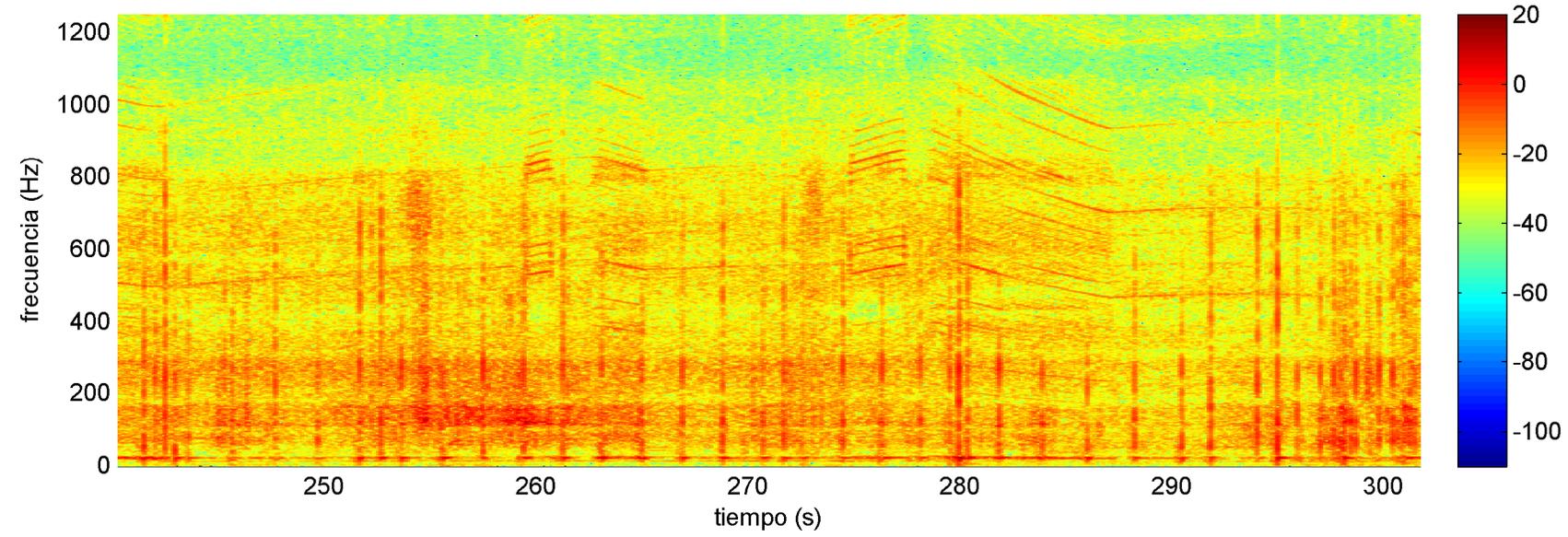
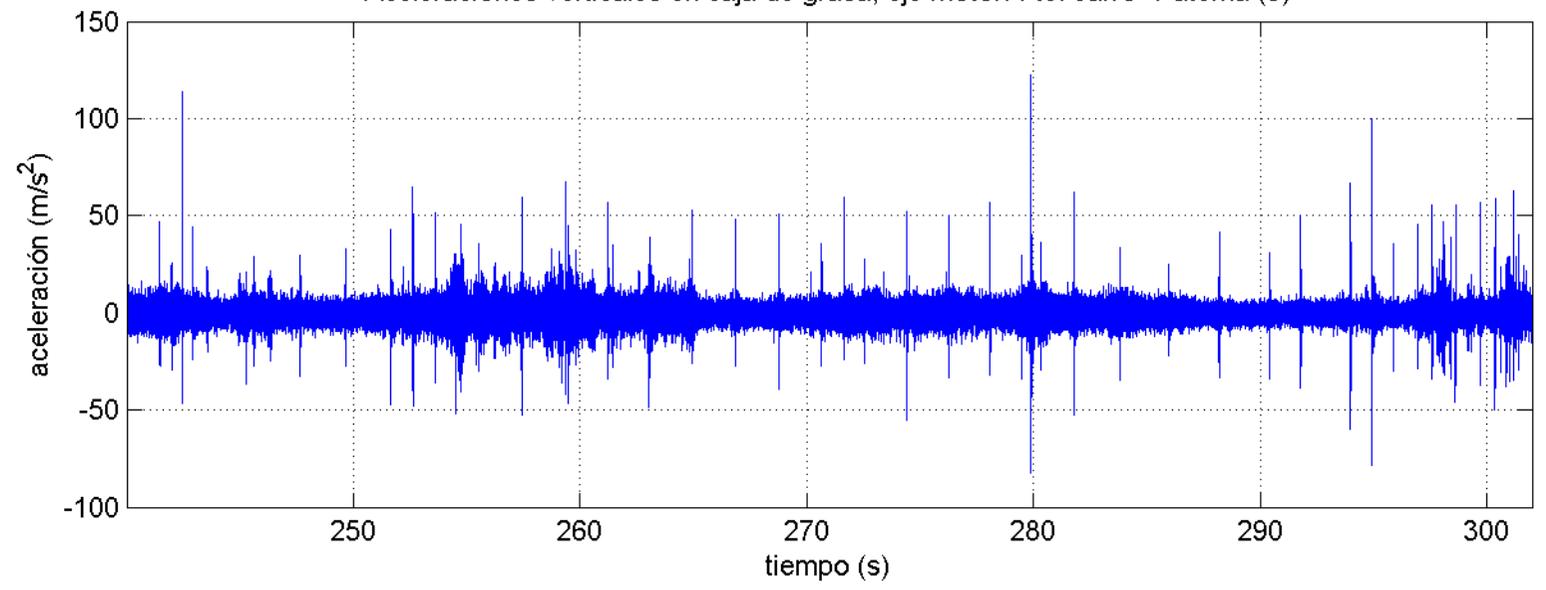


Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Fte. Jarro -Paterna (3)





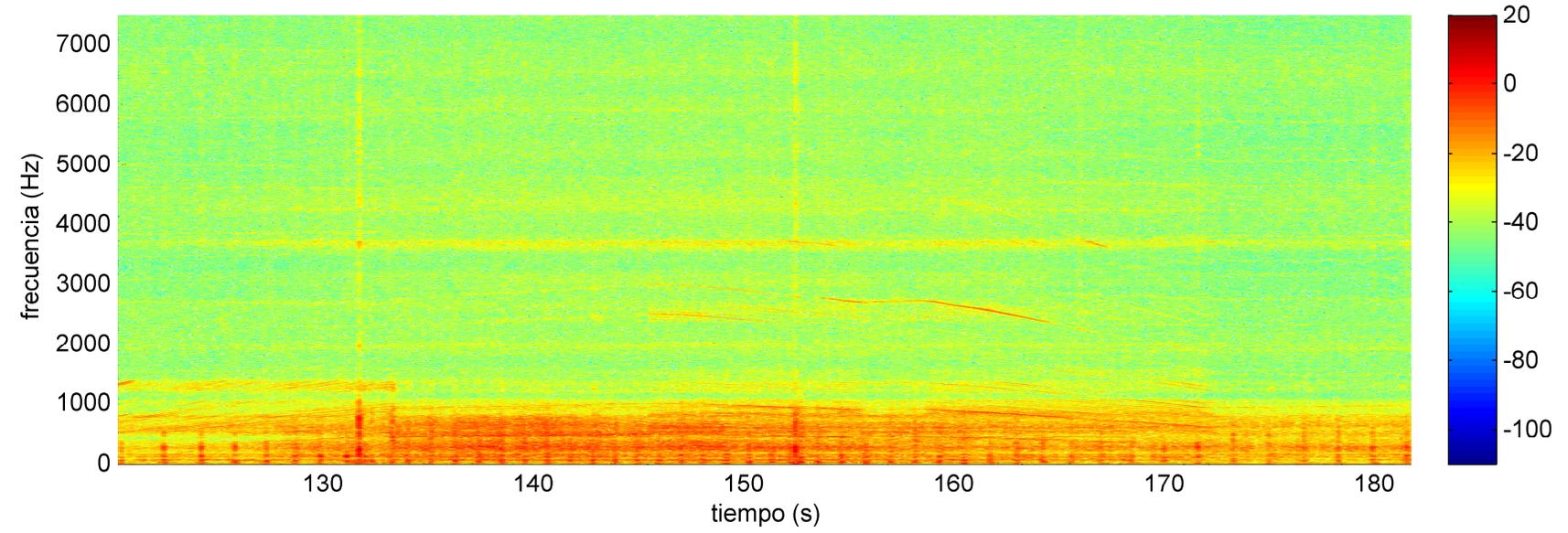
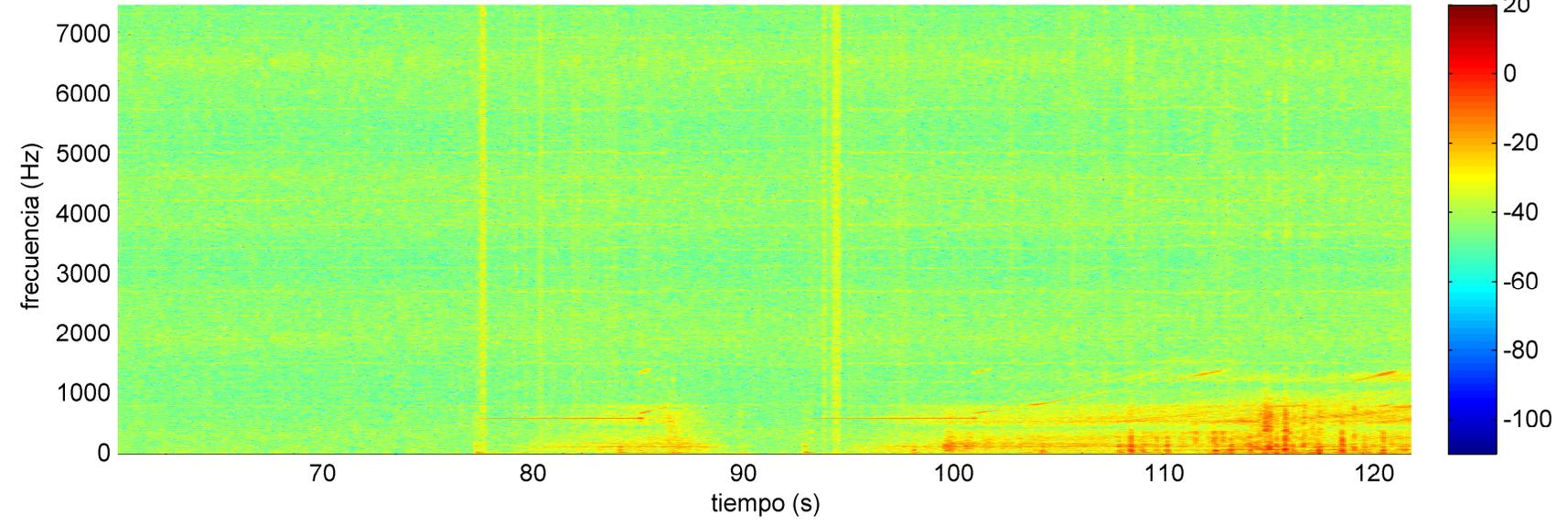
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Fte. Jarro -Paterna (3)

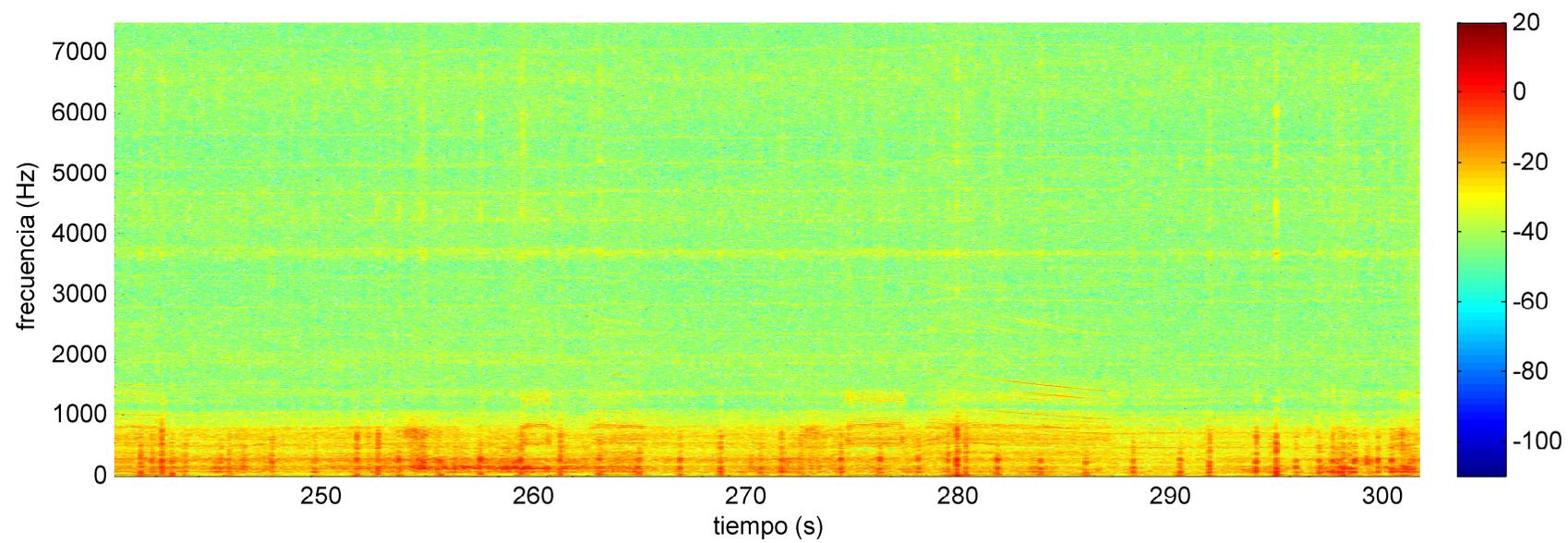
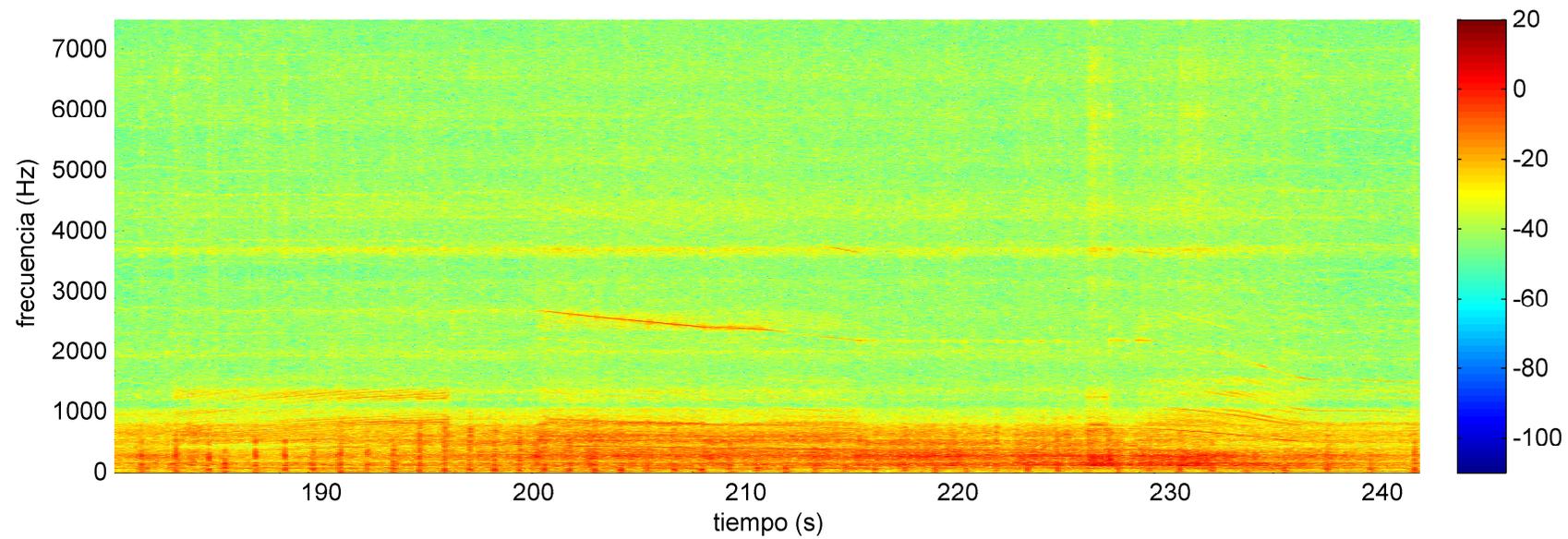


Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 3. Eje motor

Datos registrados a 5000 / 15000 Hz

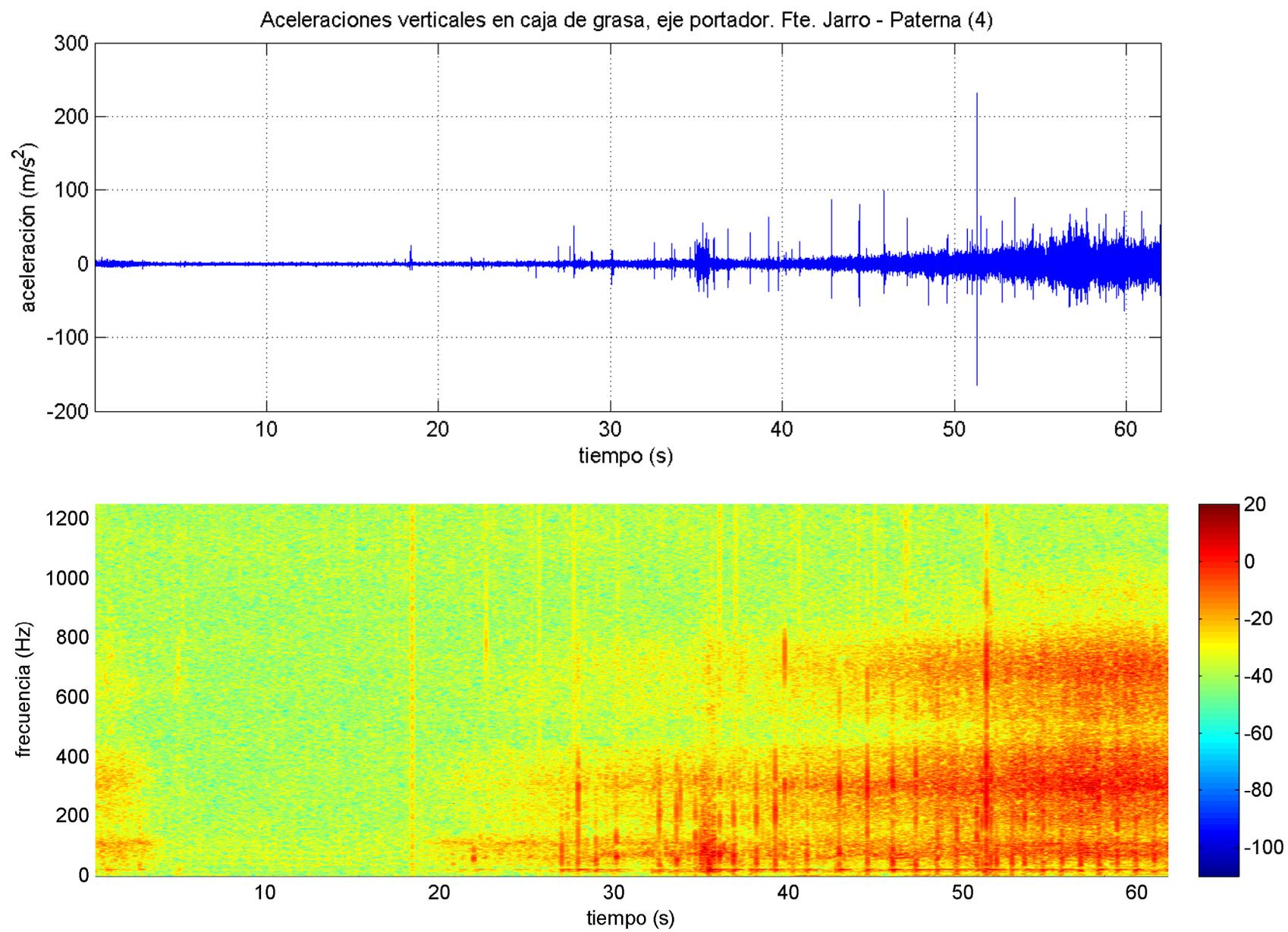
Representación de todo el rango de frecuencias analizado

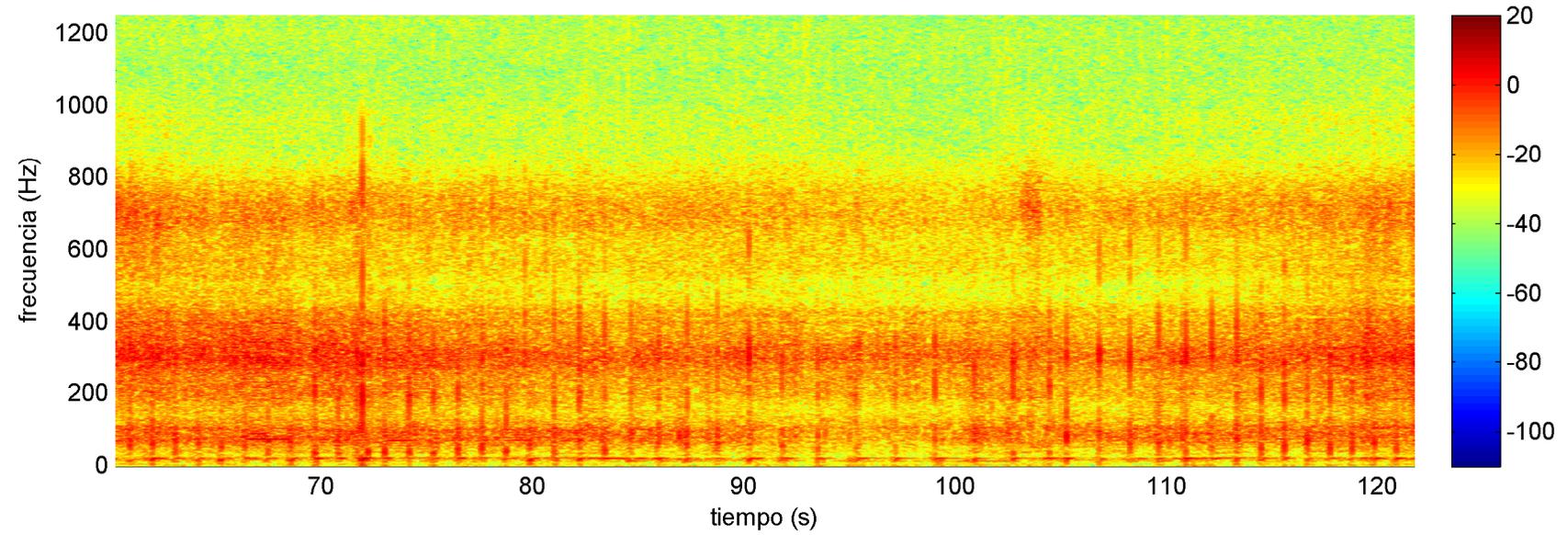
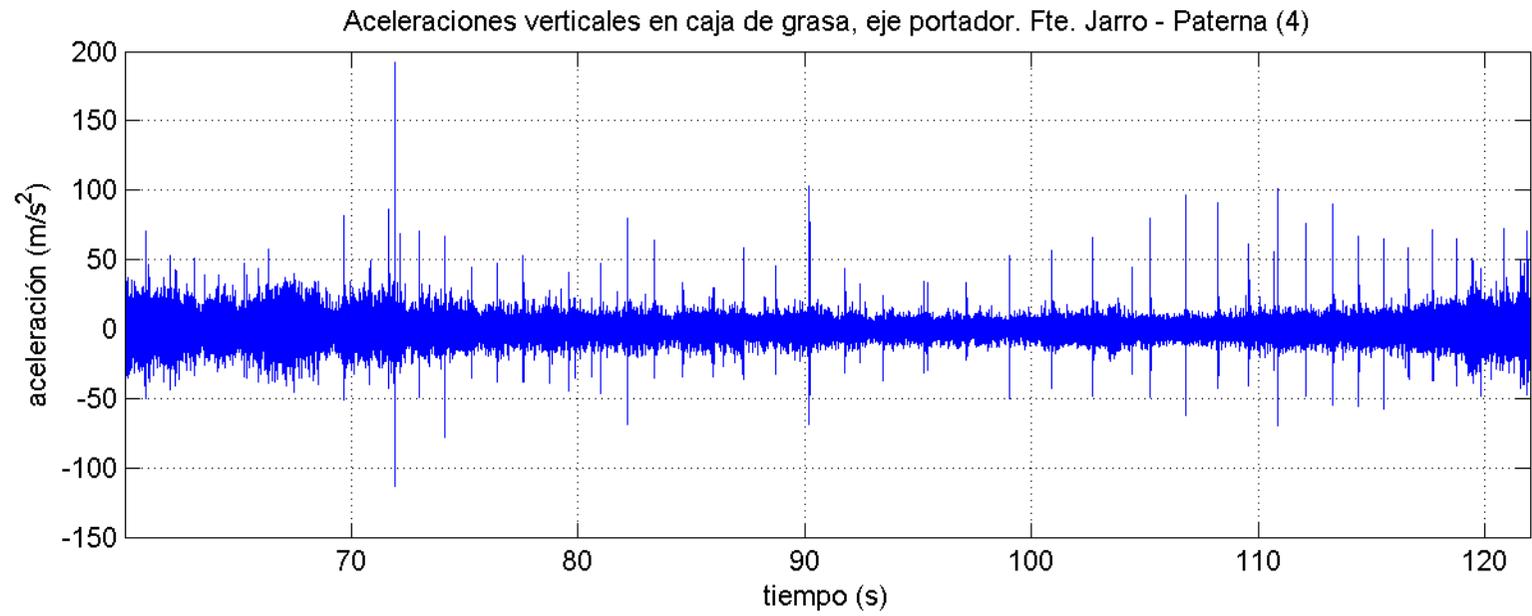


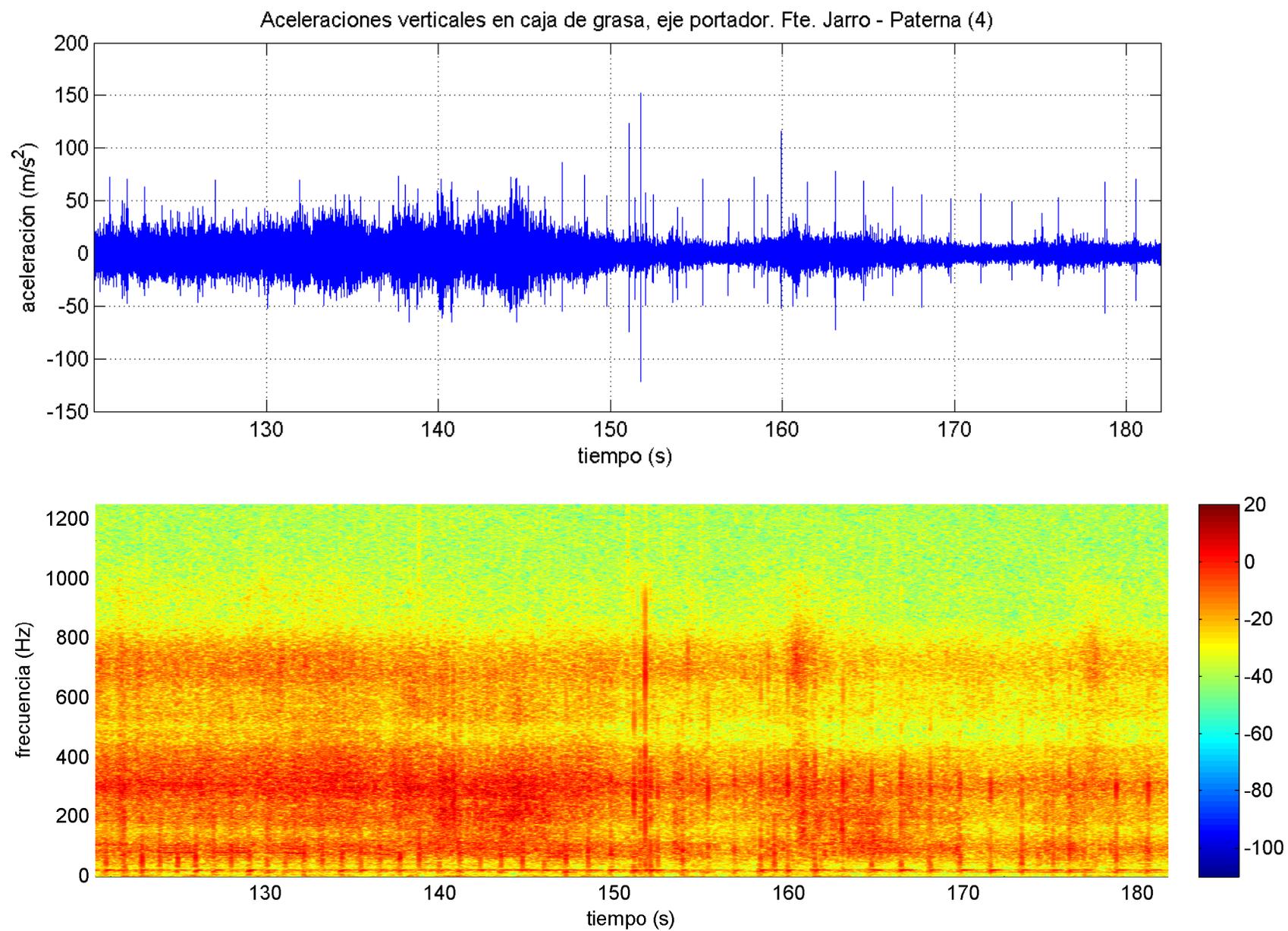


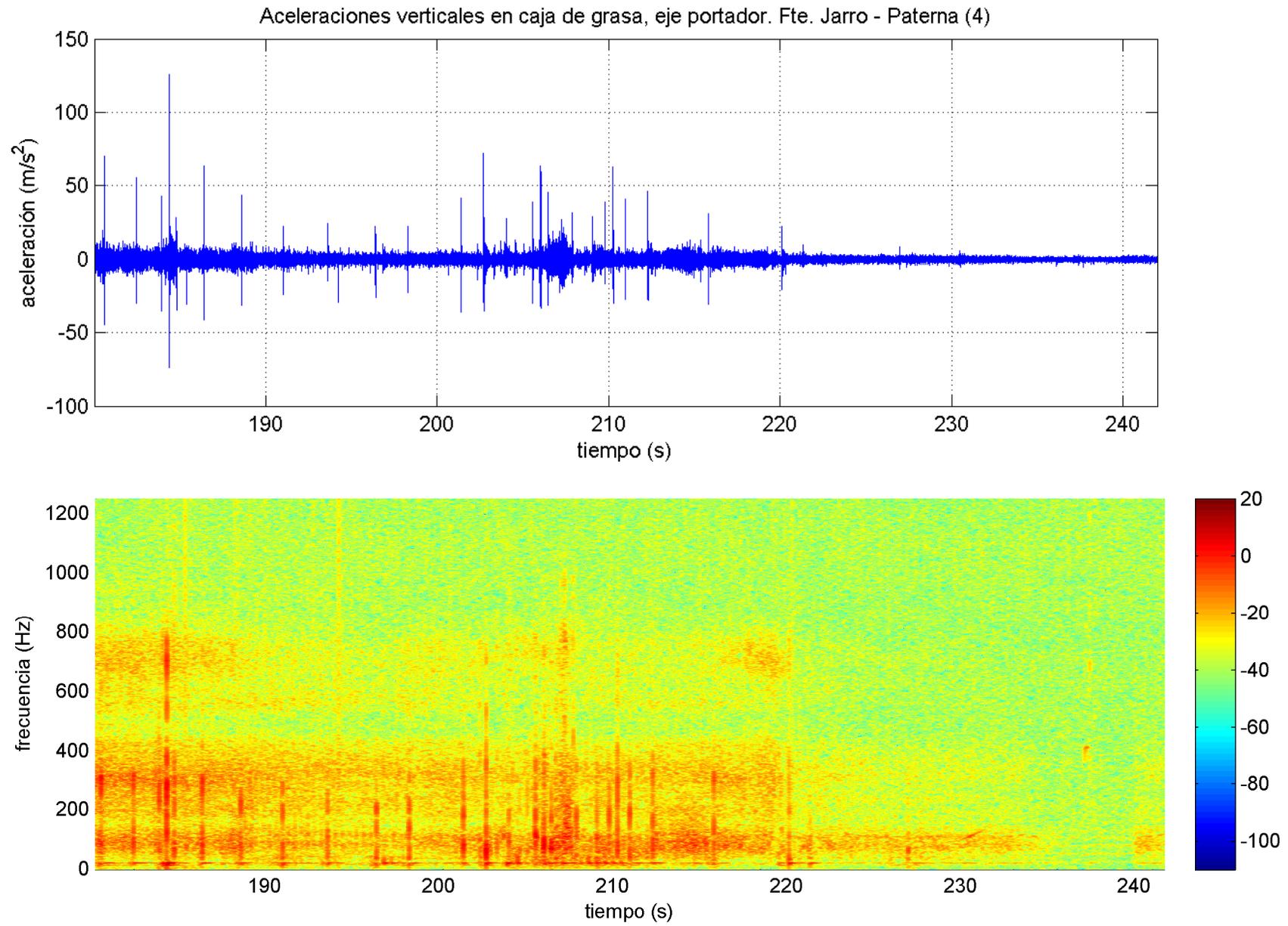
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 4. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz





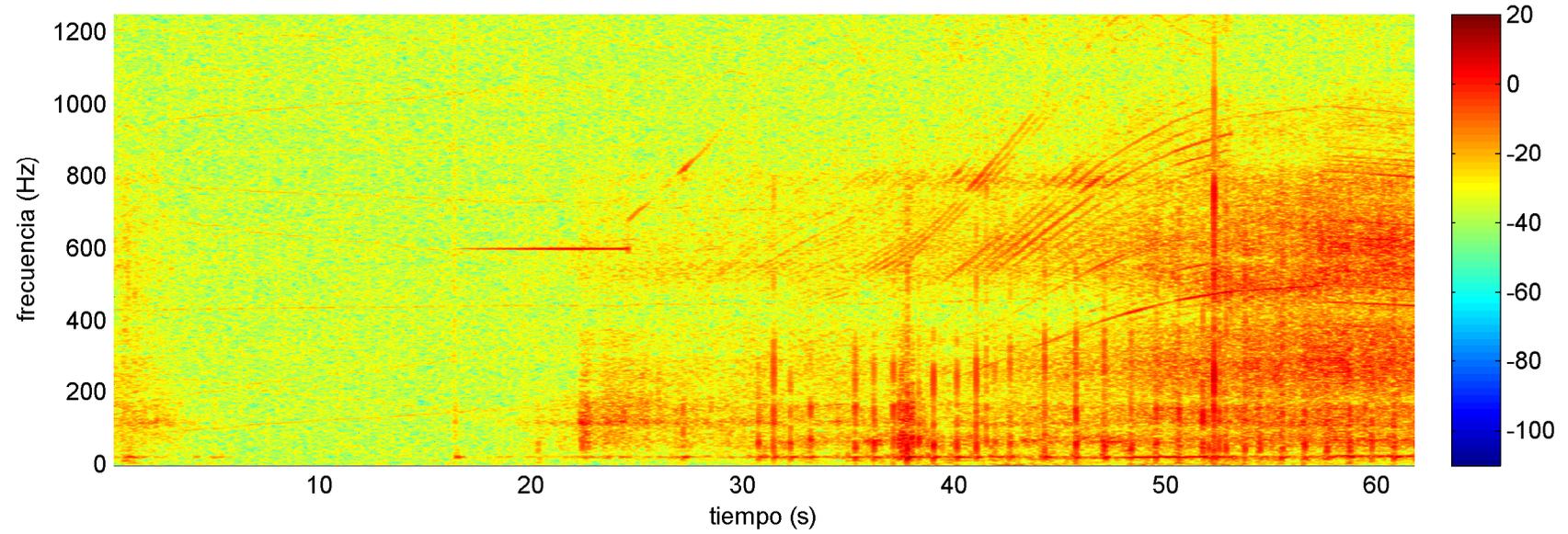
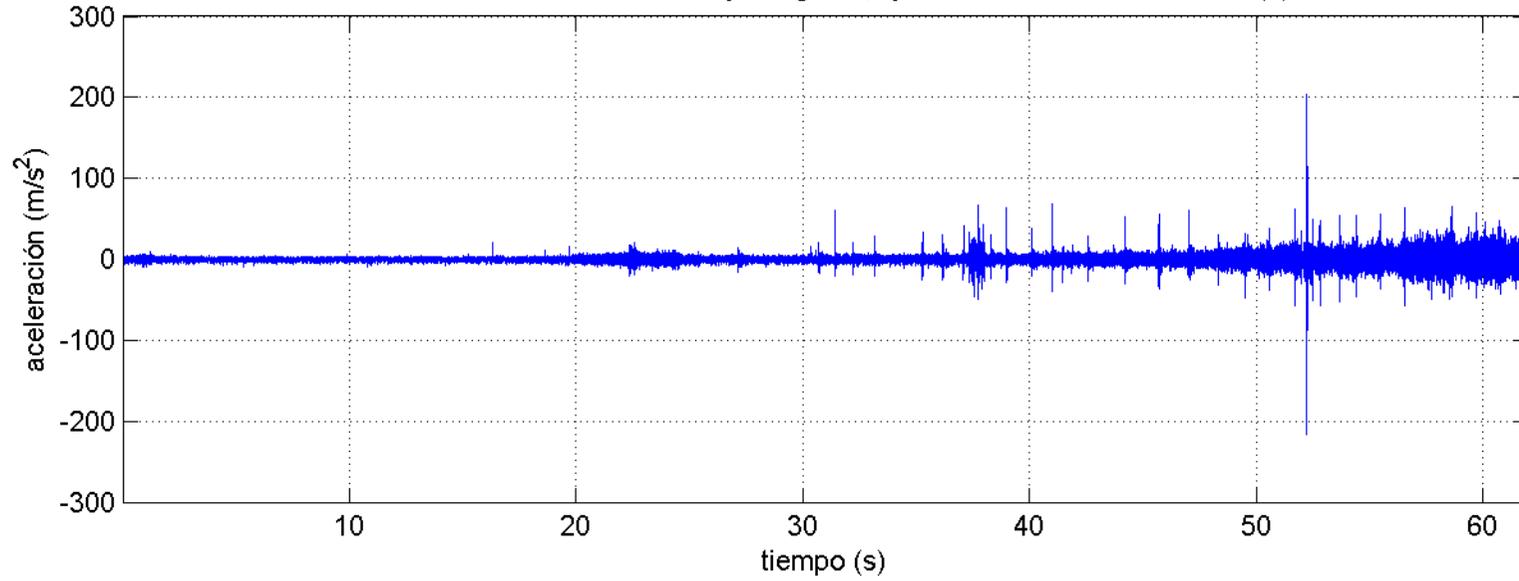


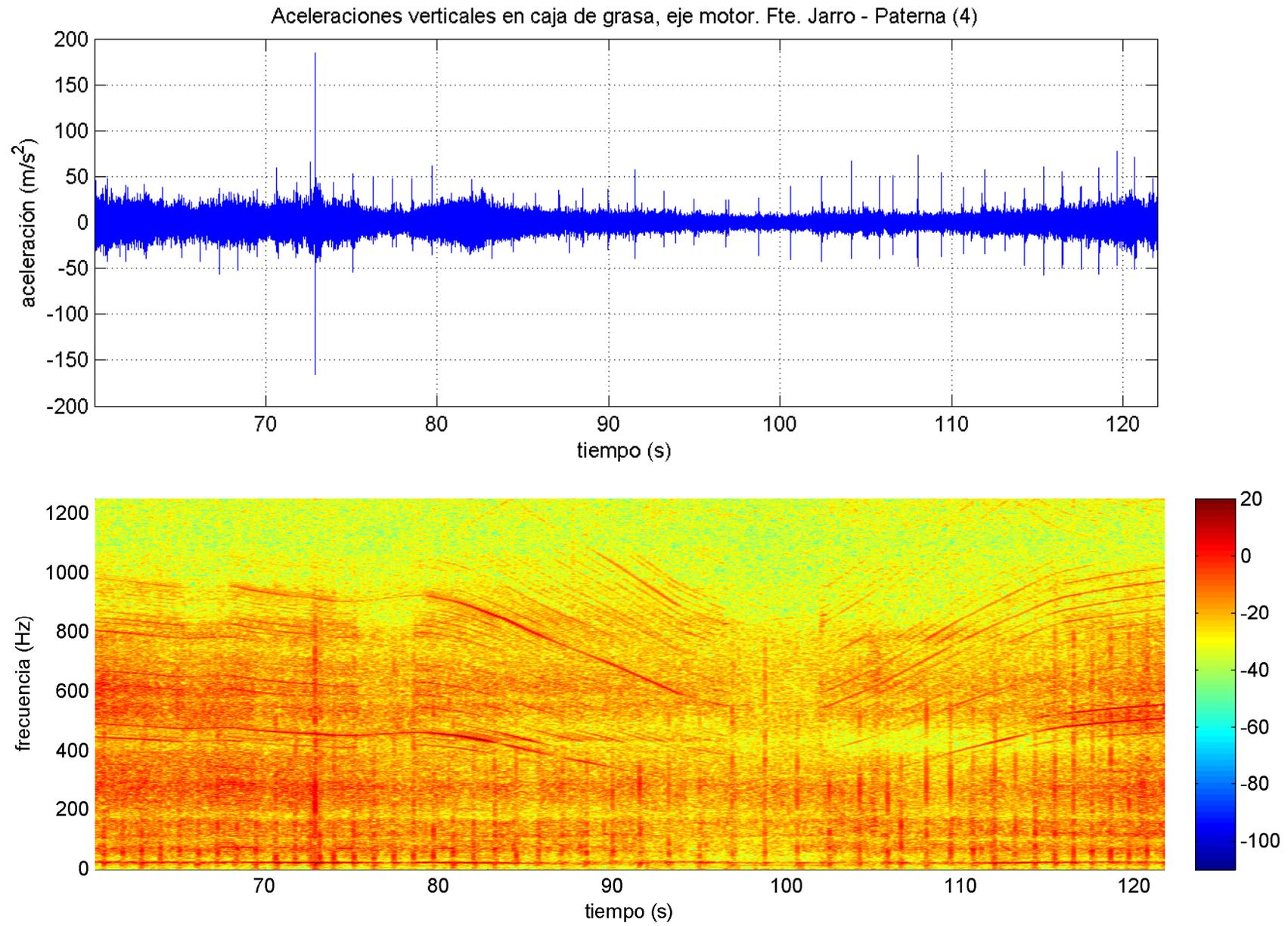


Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 4. Eje motor

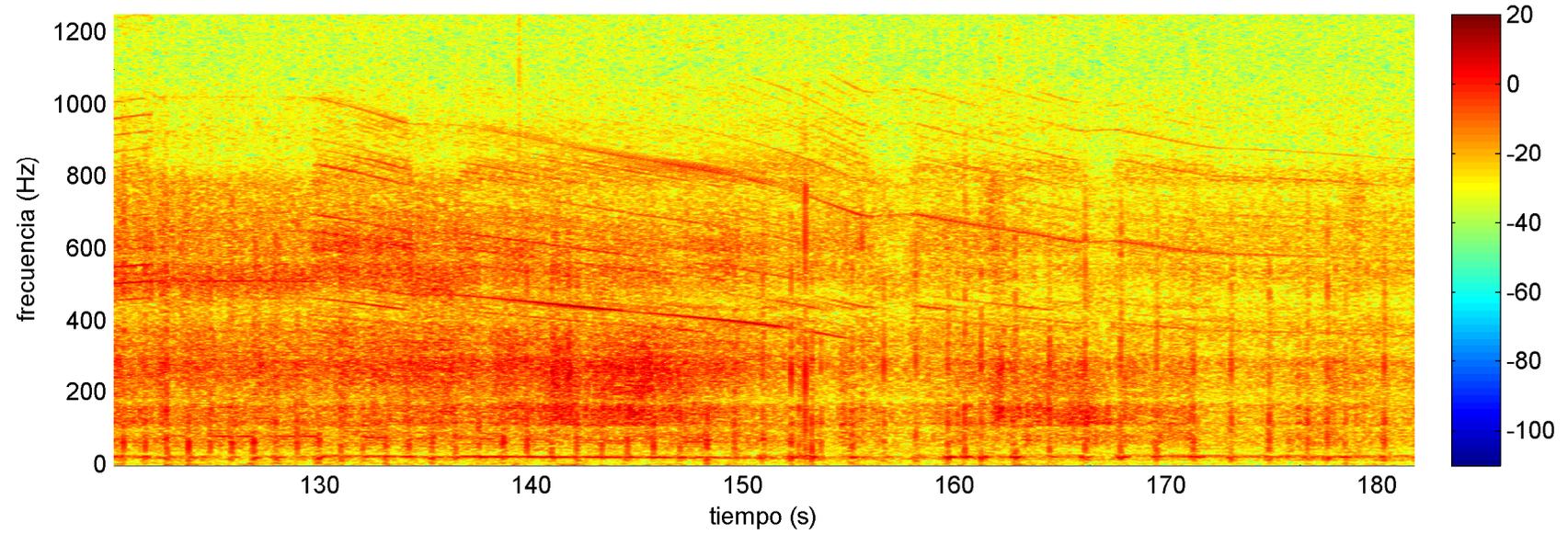
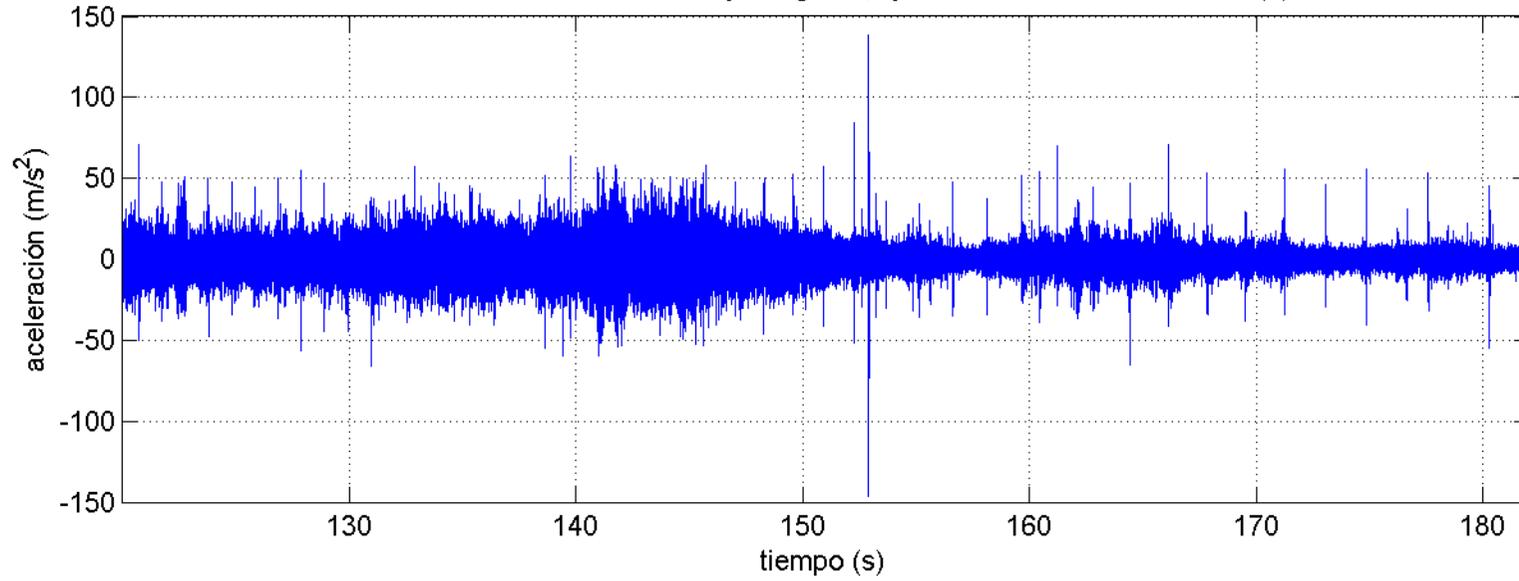
Datos registrados a 1000 / 2500 Hz

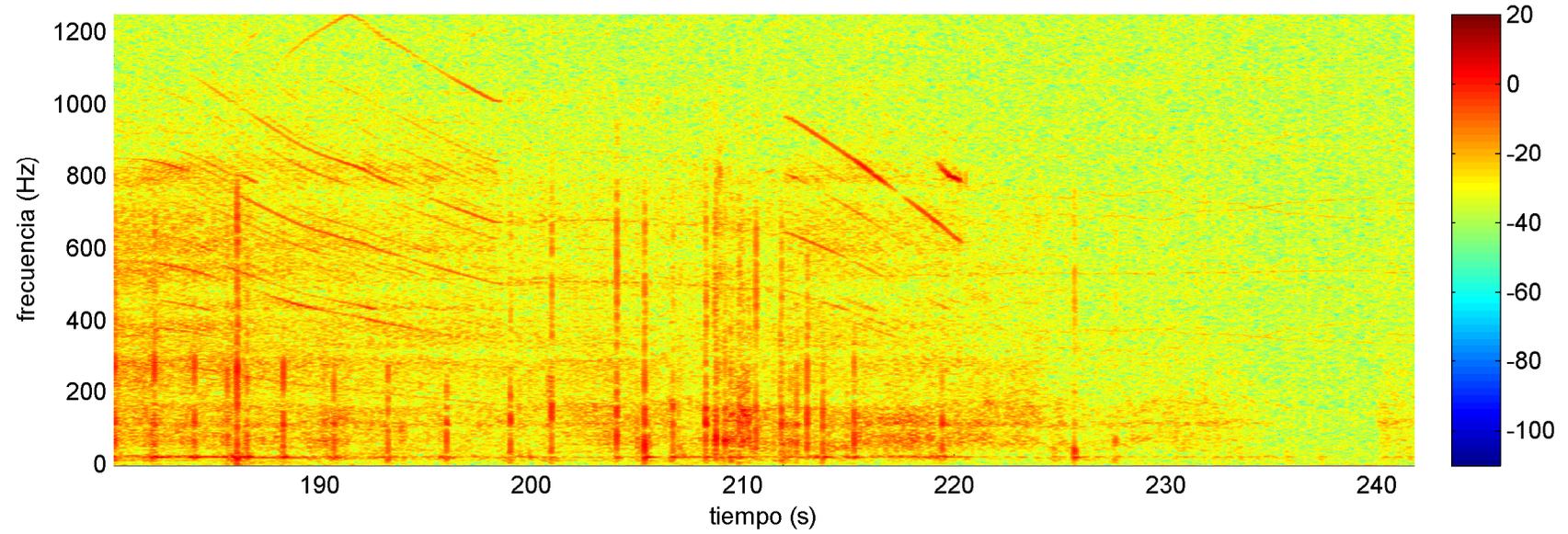
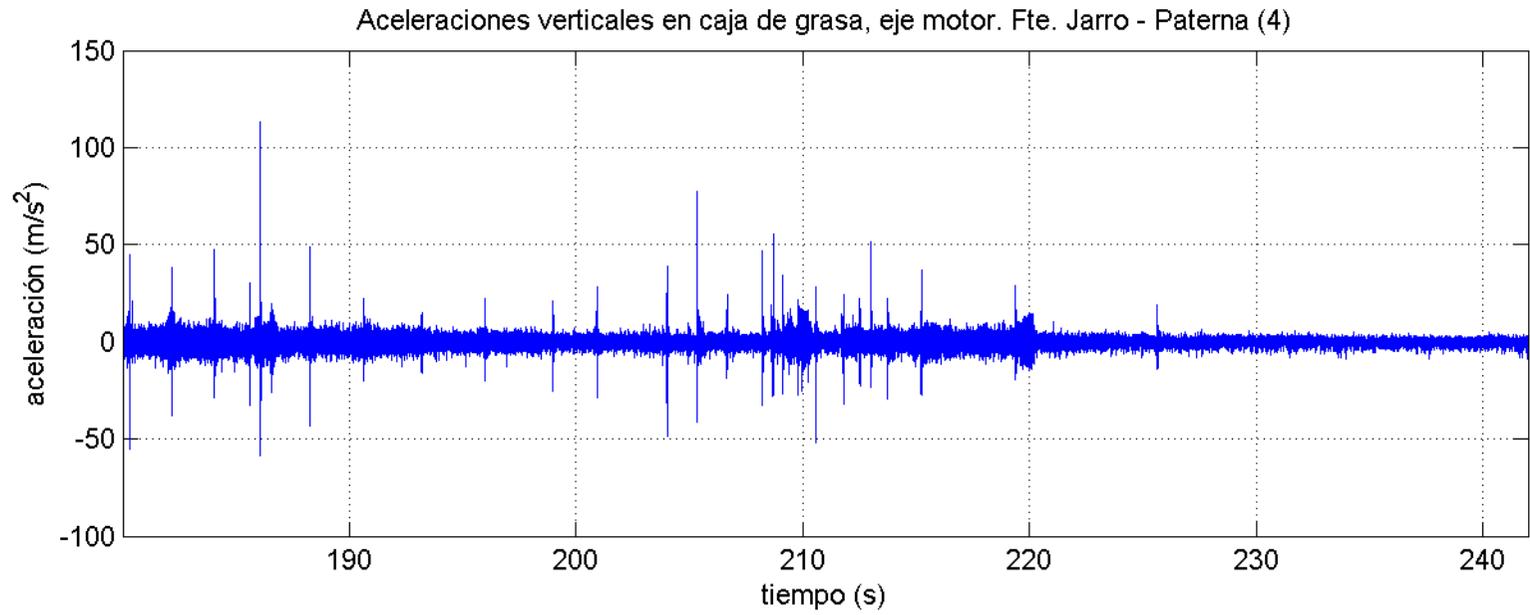
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Fte. Jarro - Paterna (4)





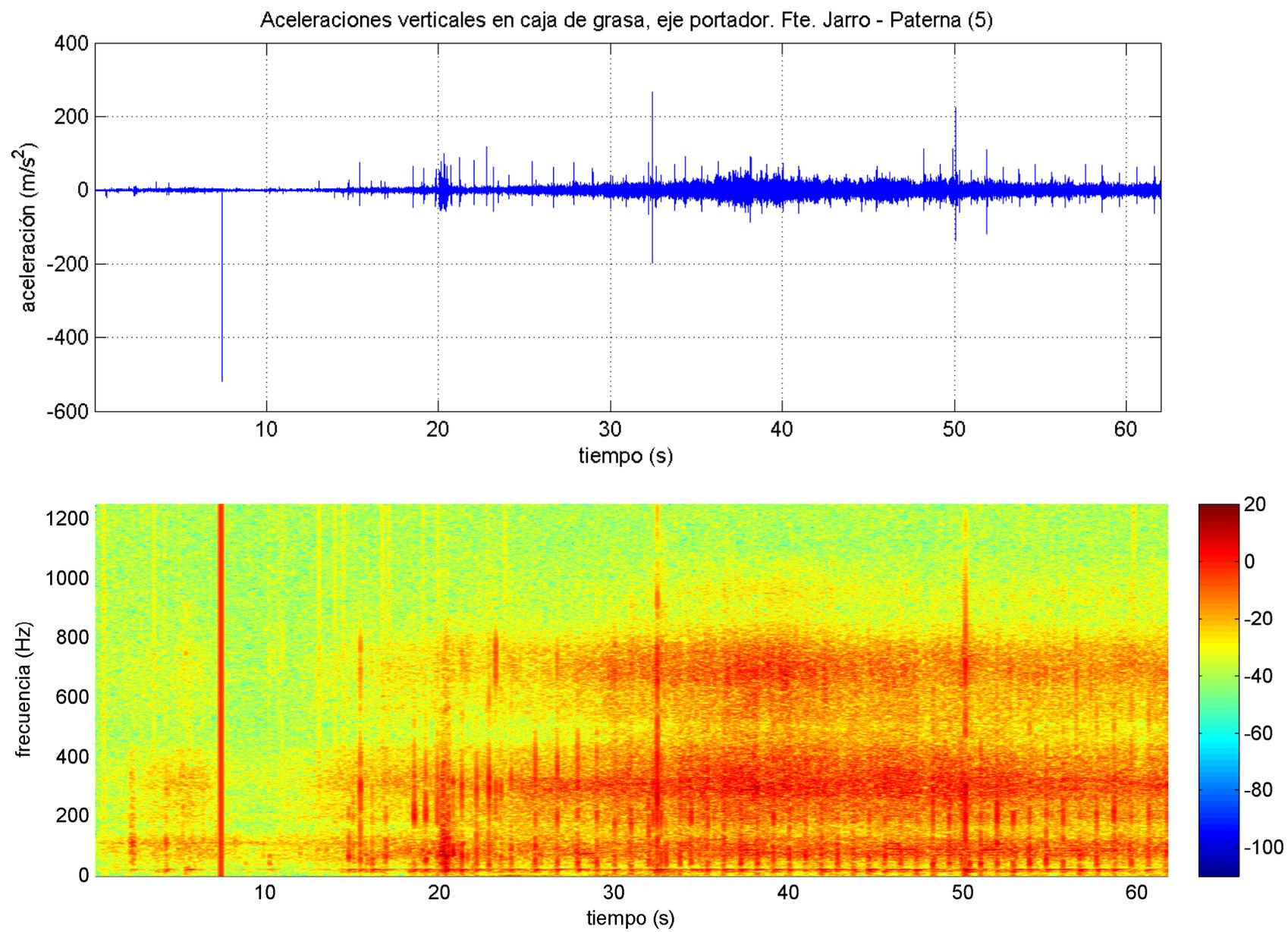
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje motor. Fte. Jarro - Paterna (4)



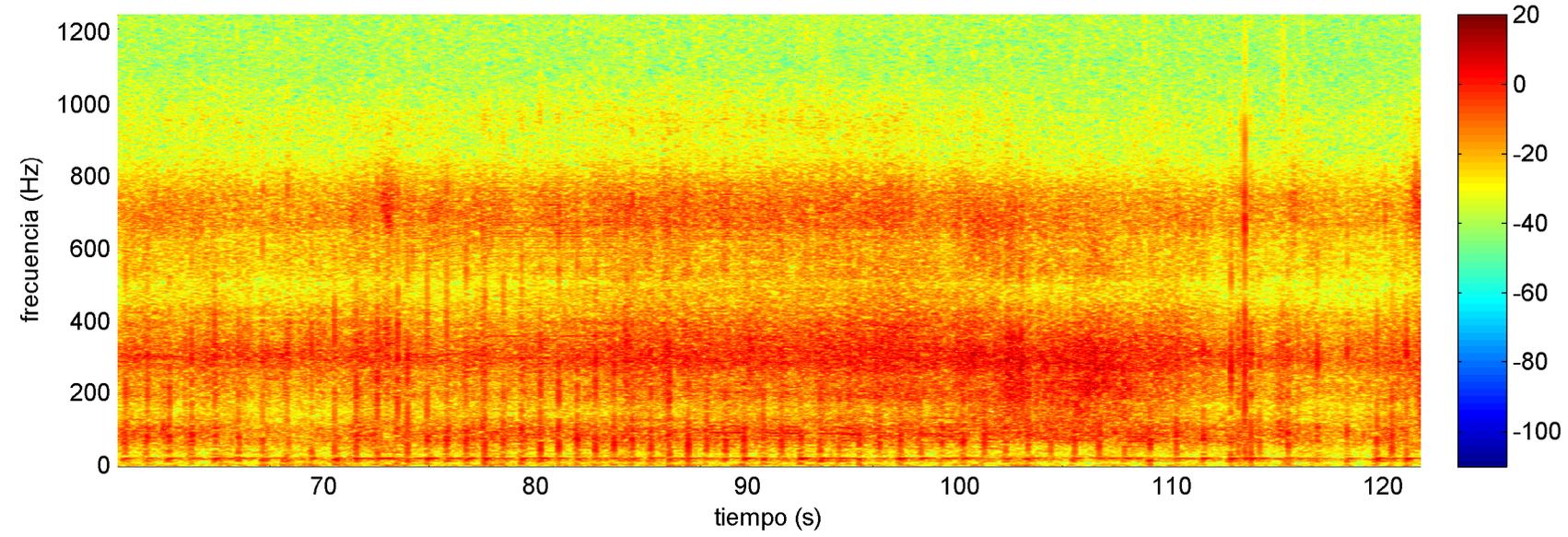
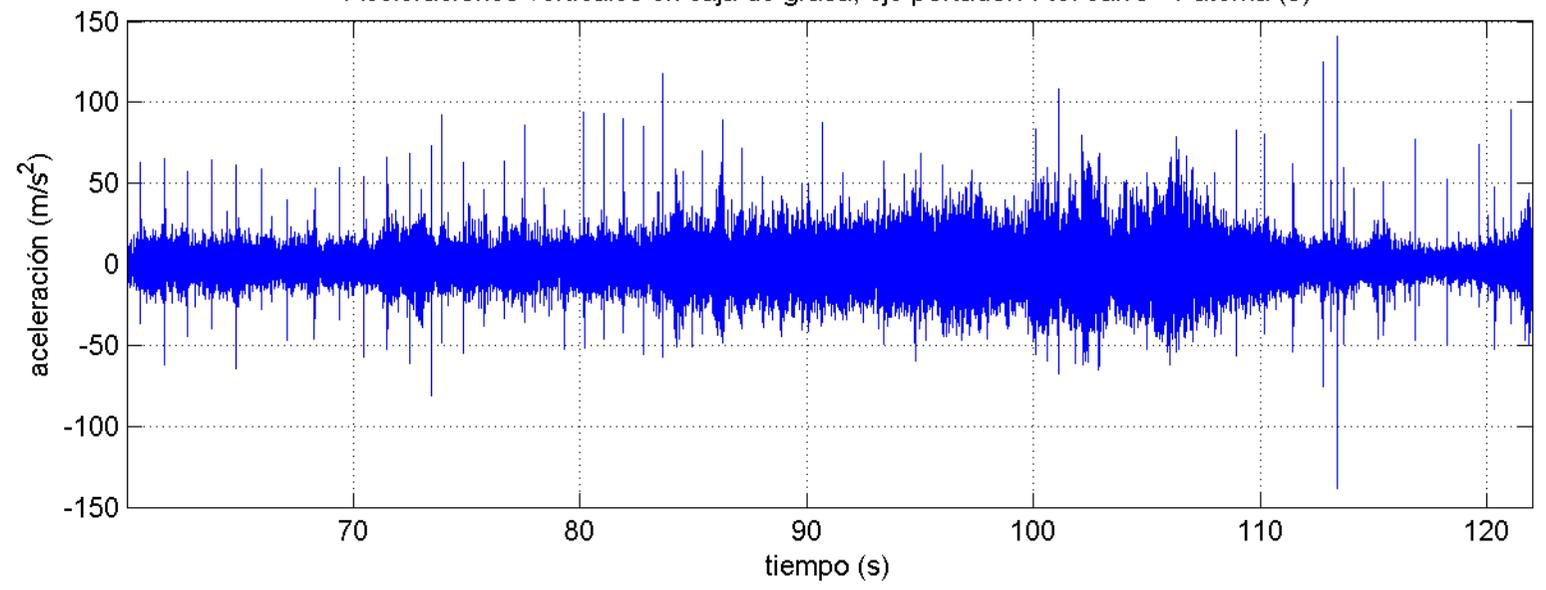


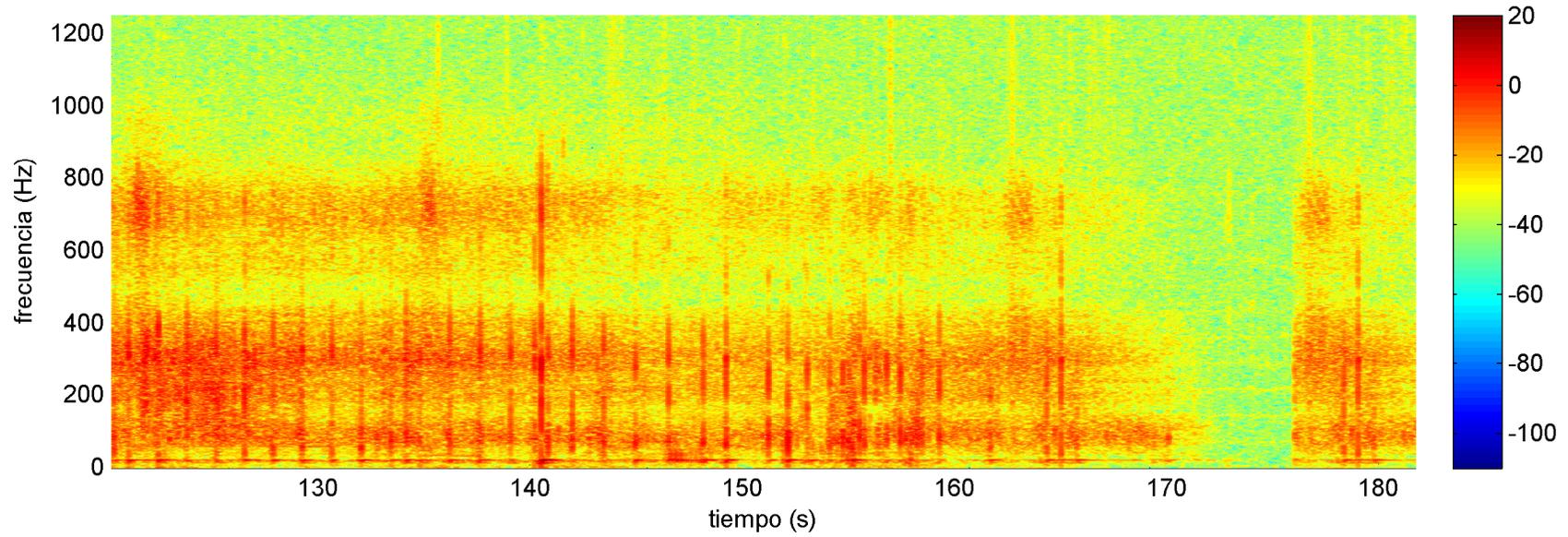
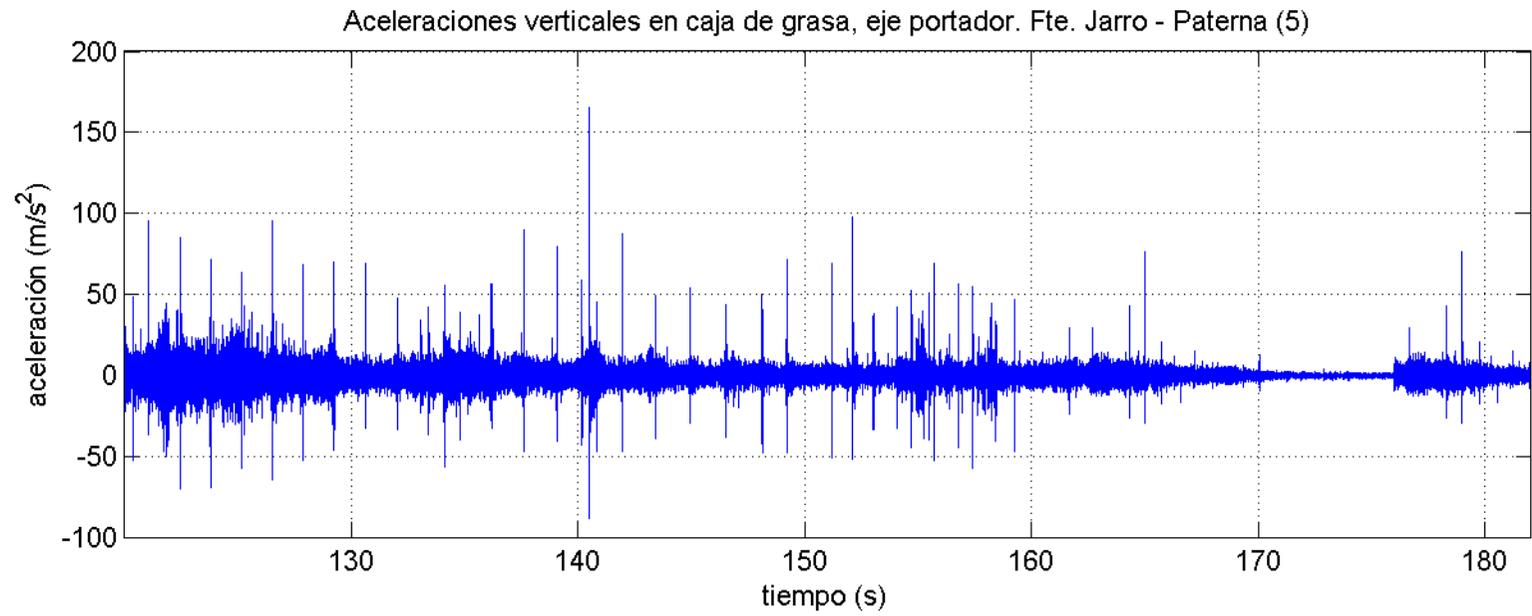
Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 5. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz



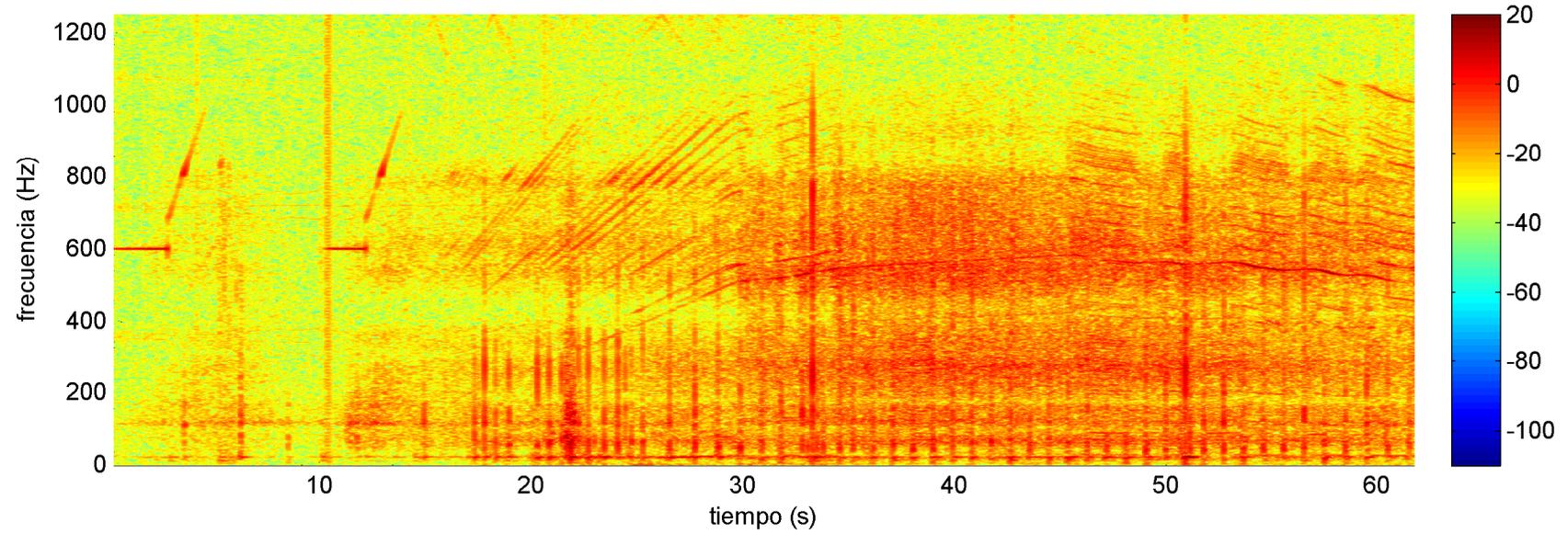
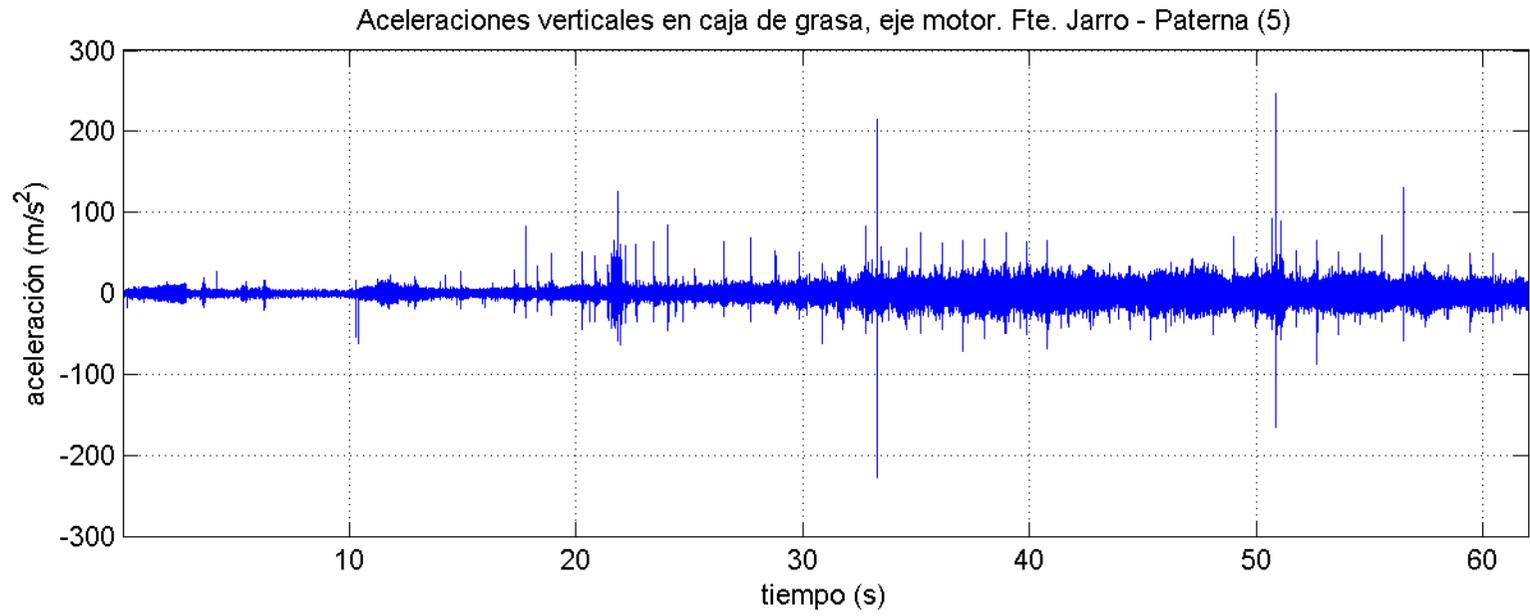
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. Fte. Jarro - Paterna (5)

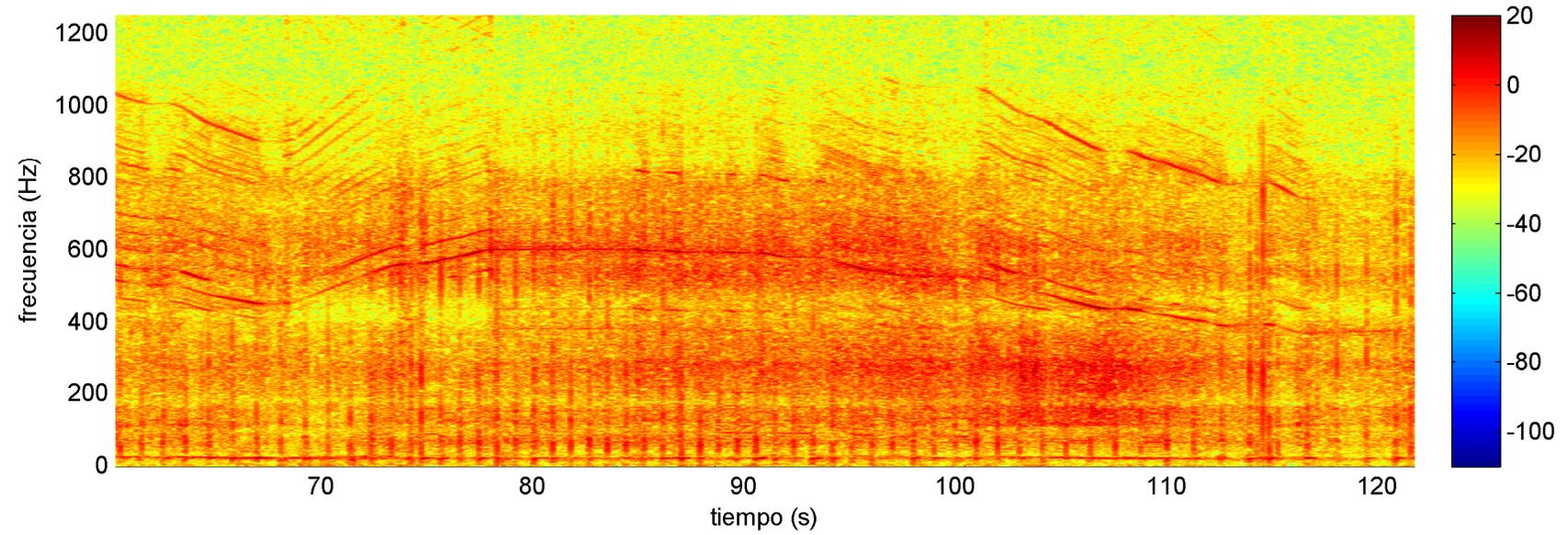
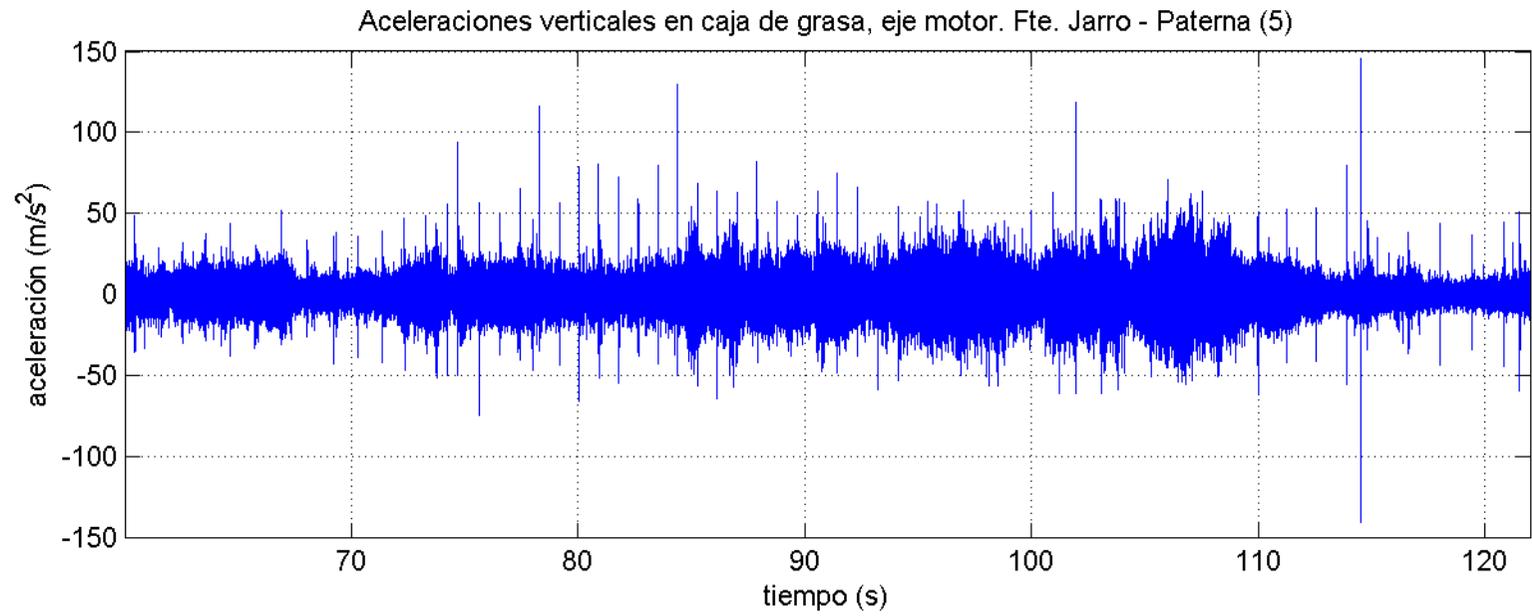


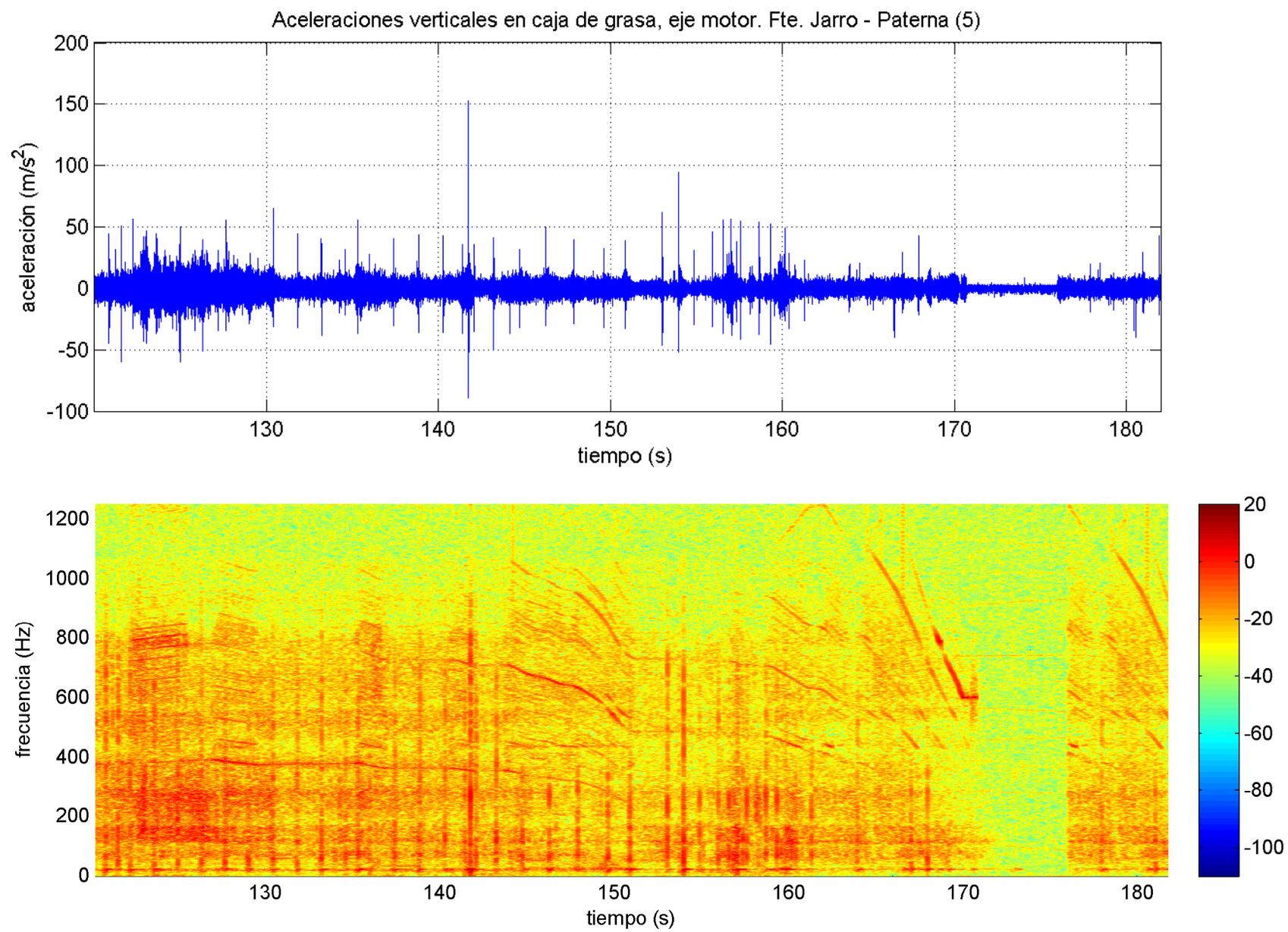


Fuente del Jarro – Paterna. Viaje 5. Eje motor

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz

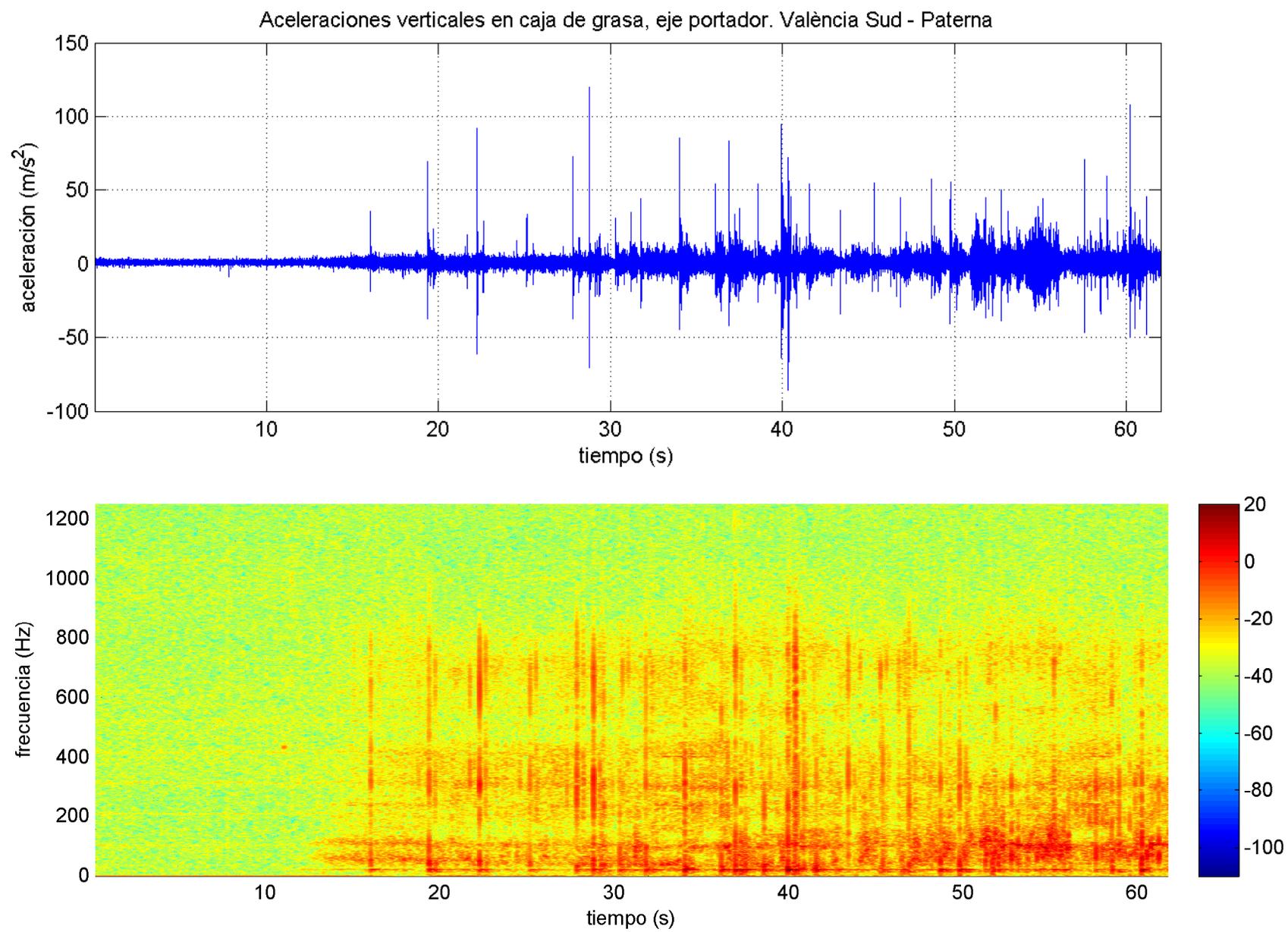


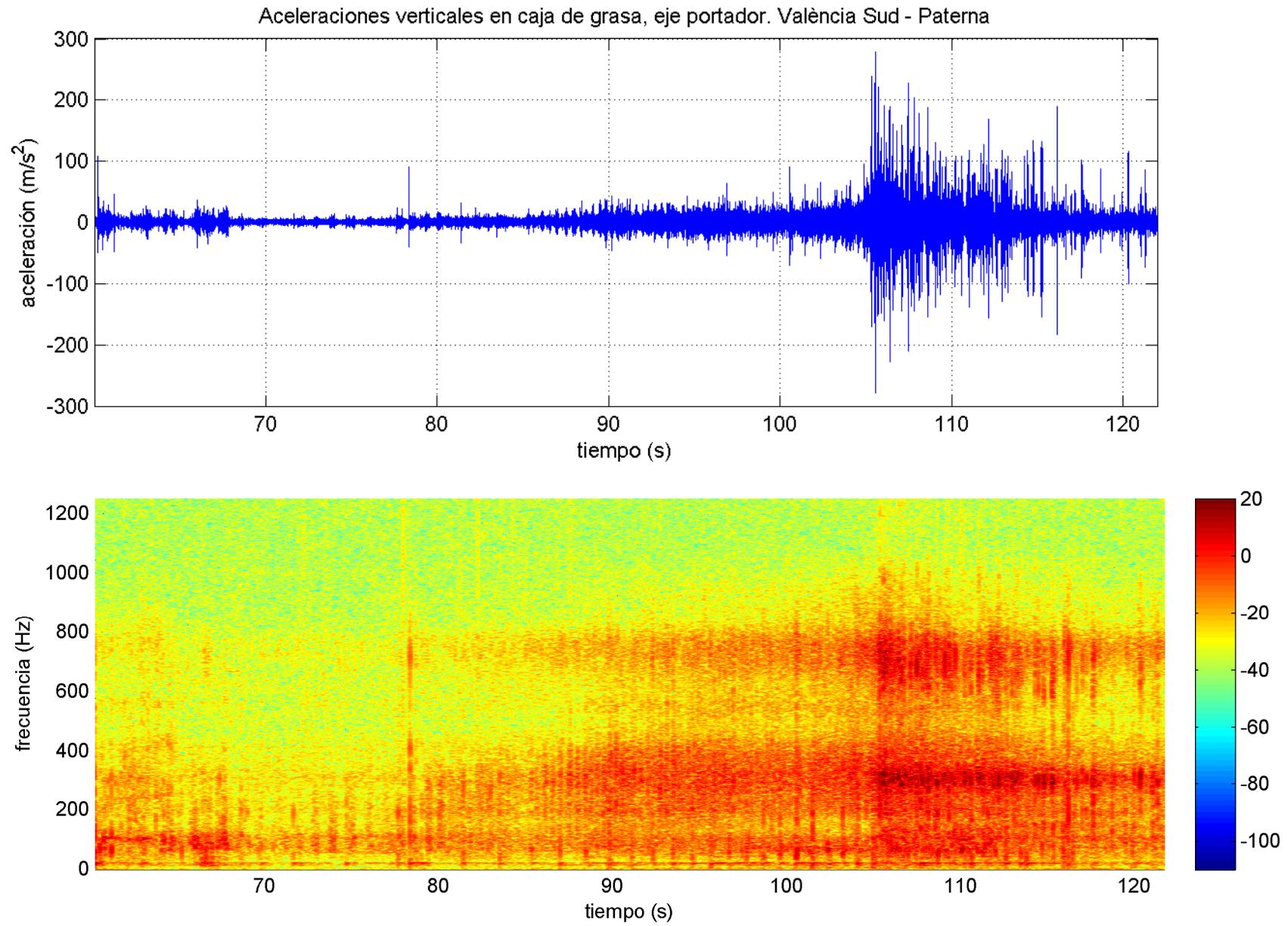


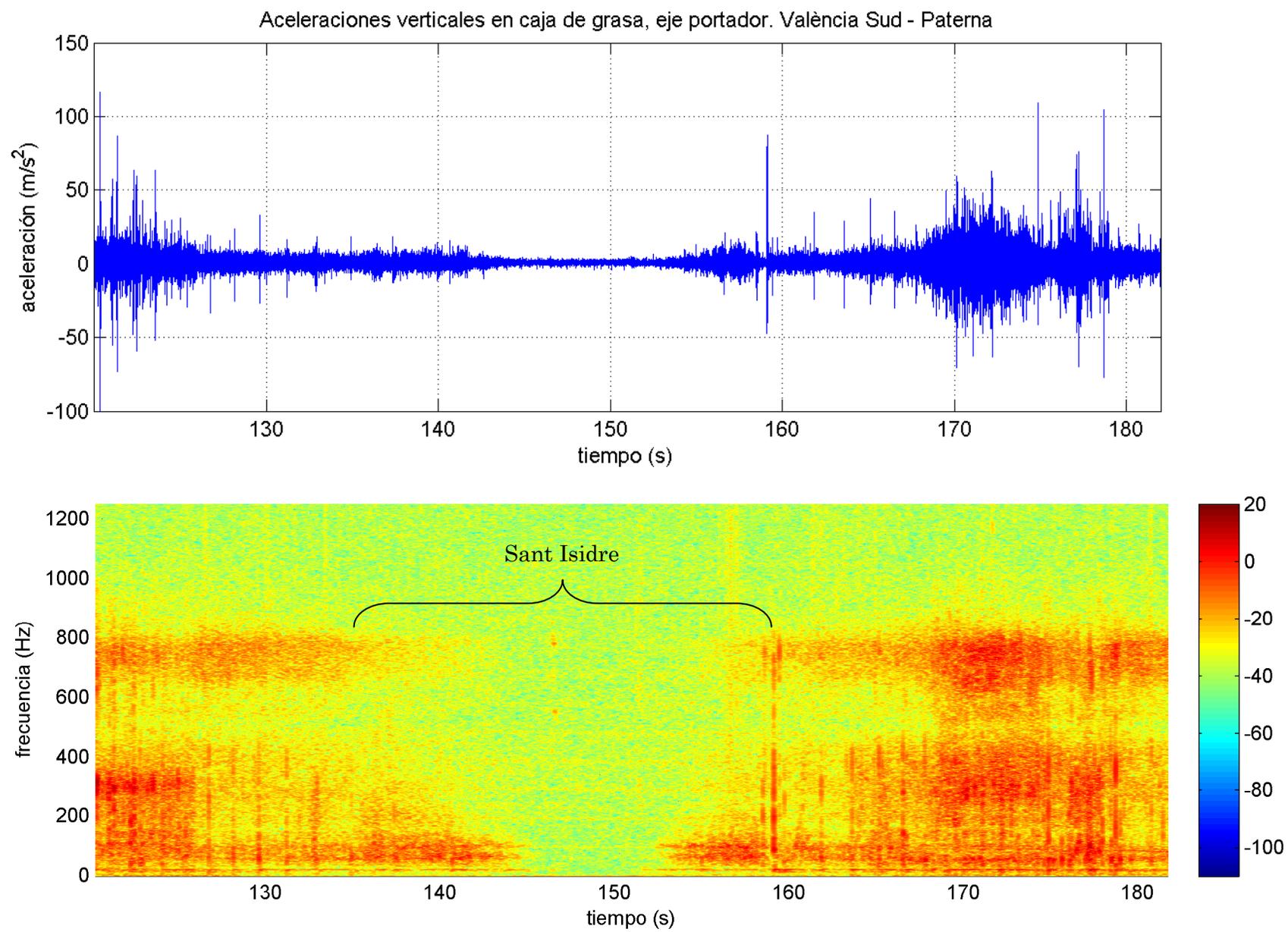


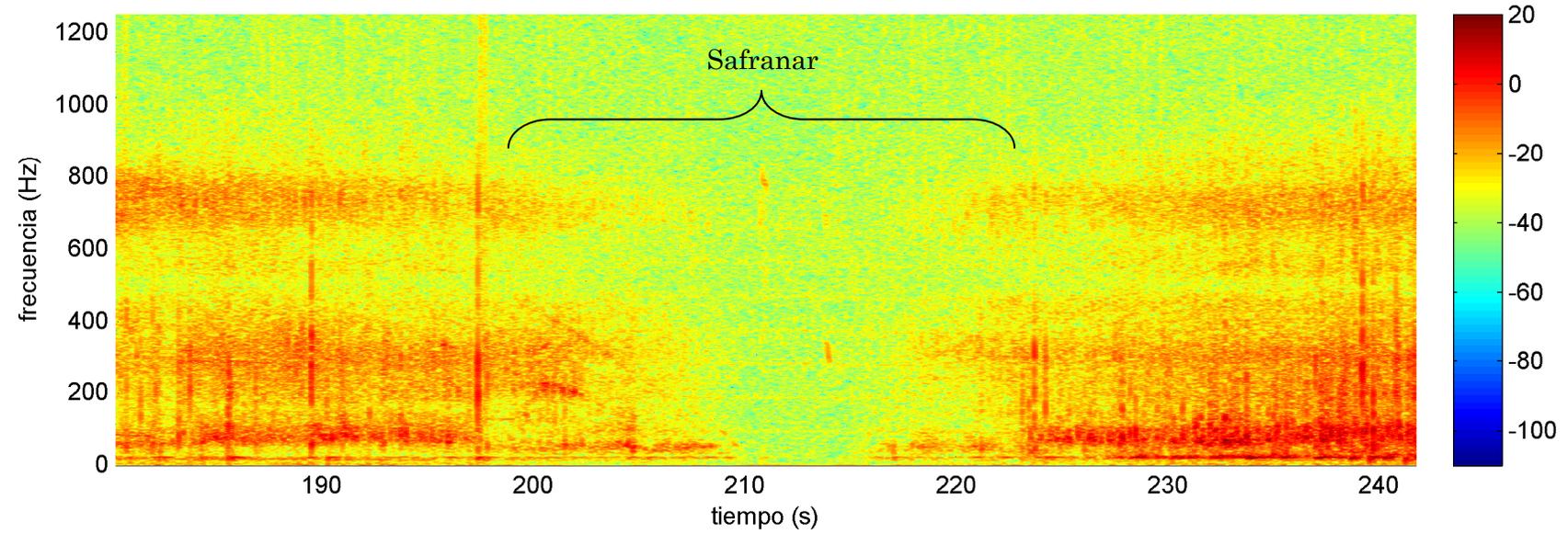
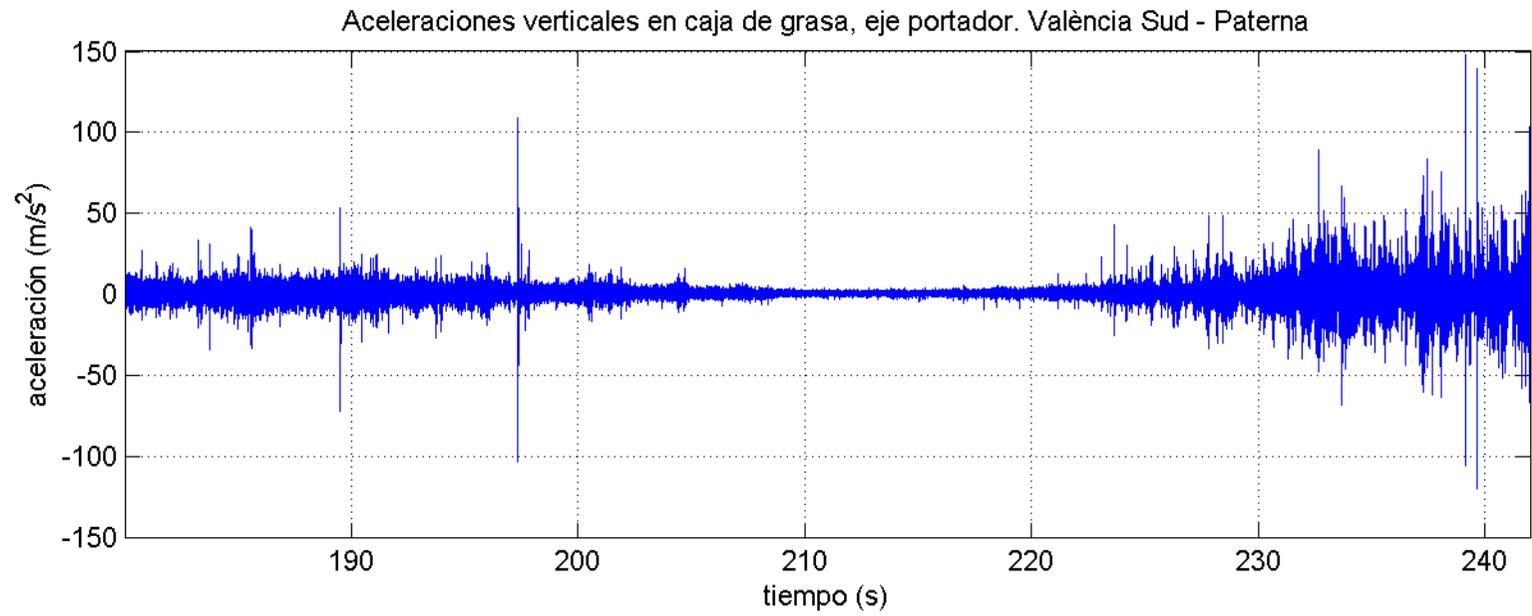
València Sud – Paterna. Eje portador

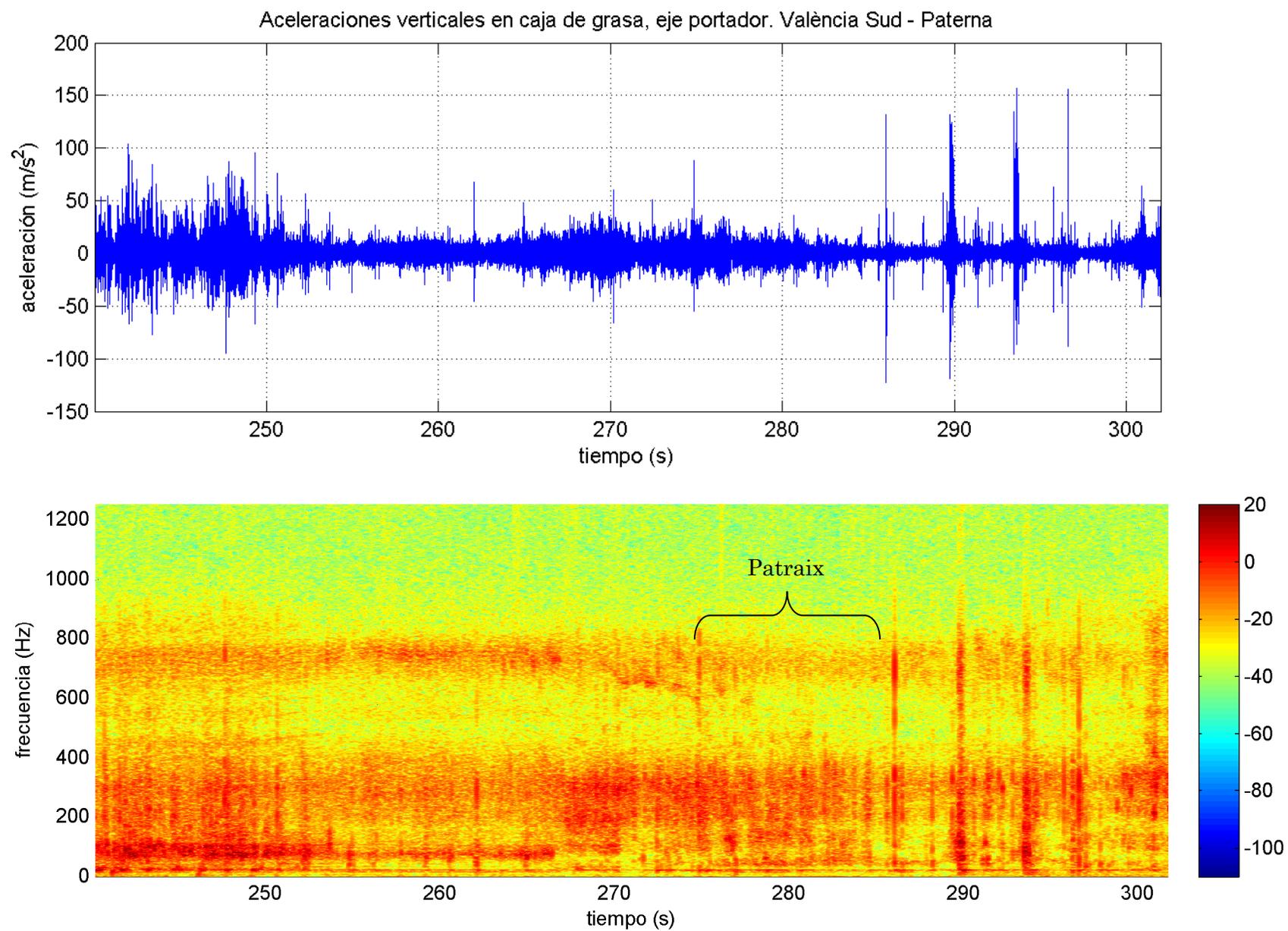
Datos registrados a 1000 / 2500 Hz



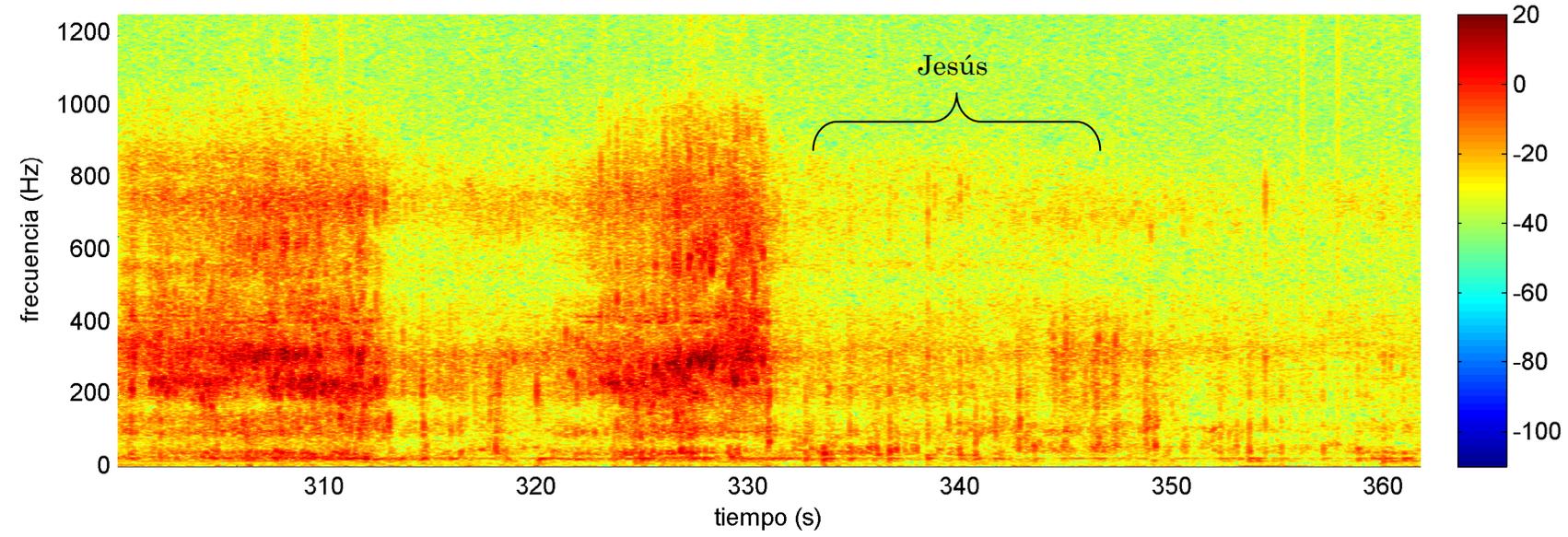
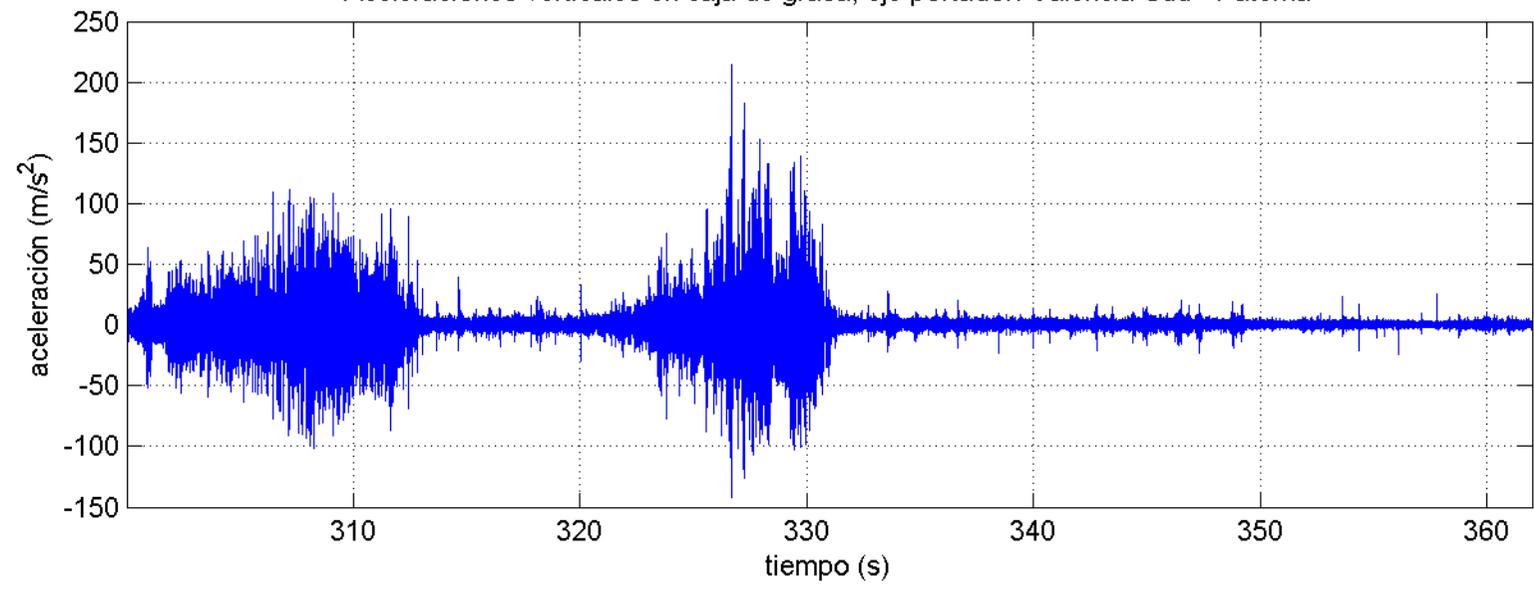


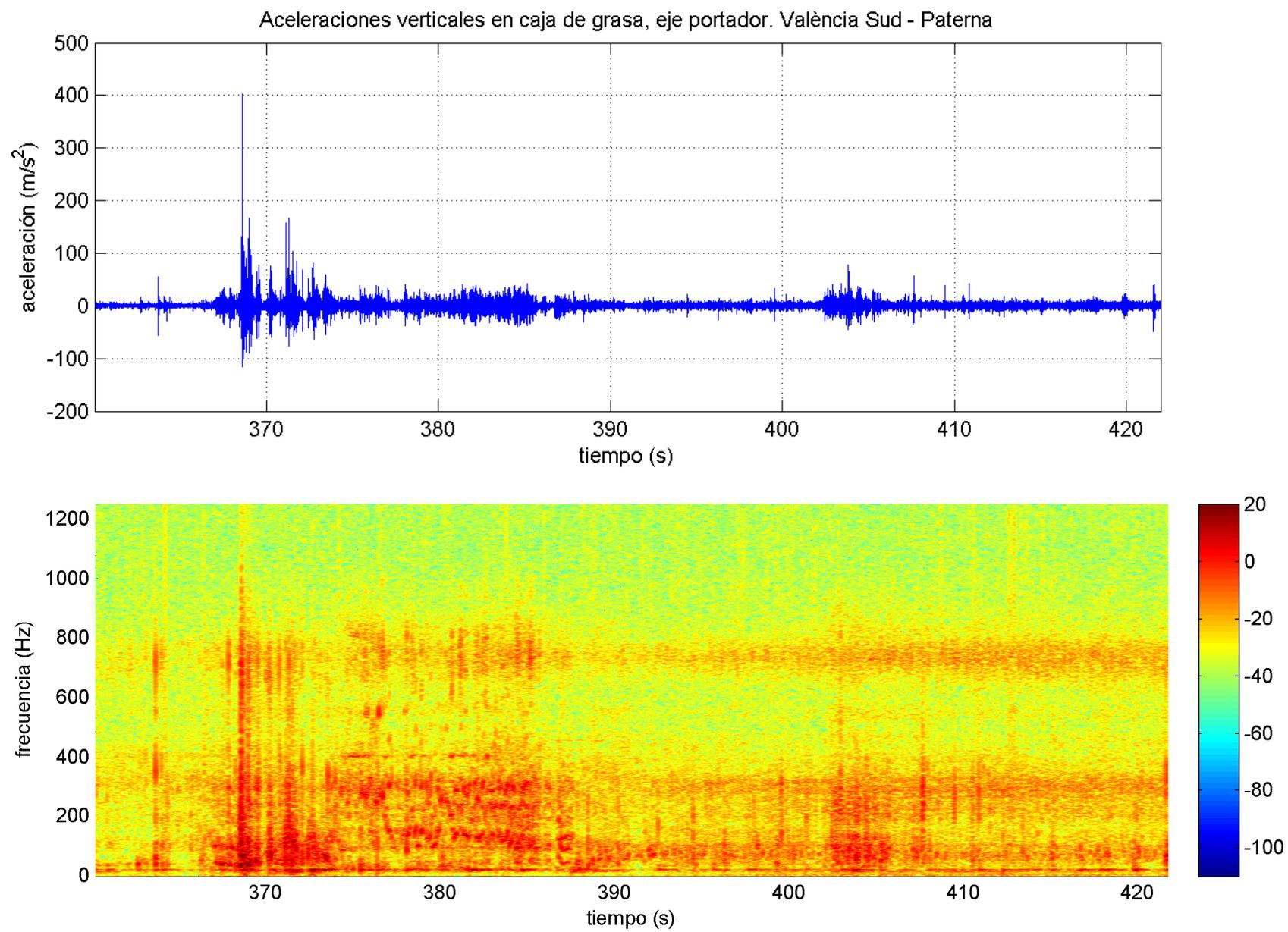


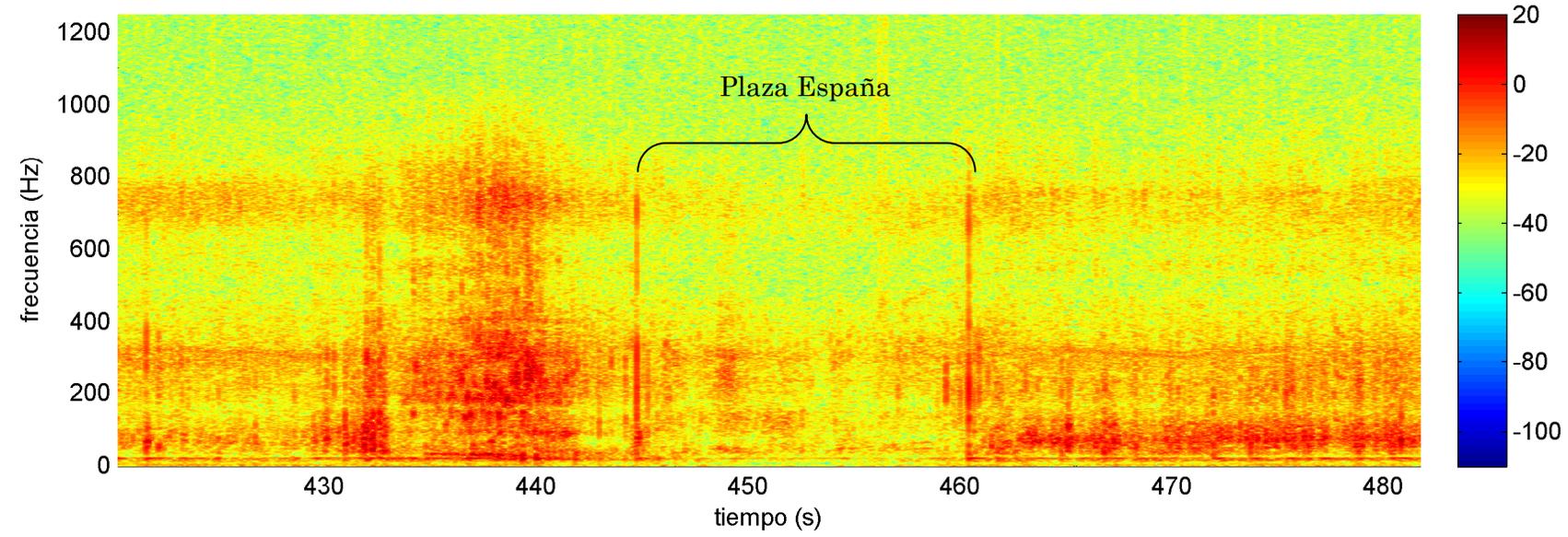
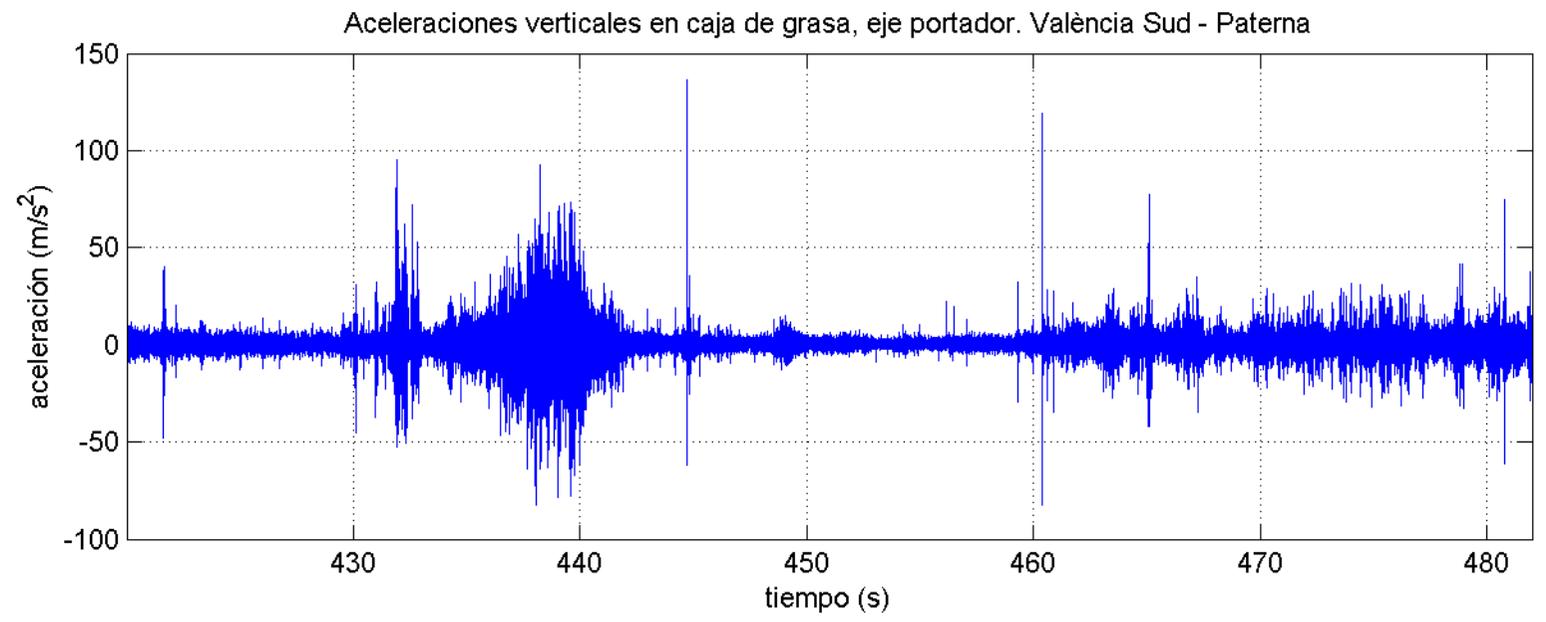


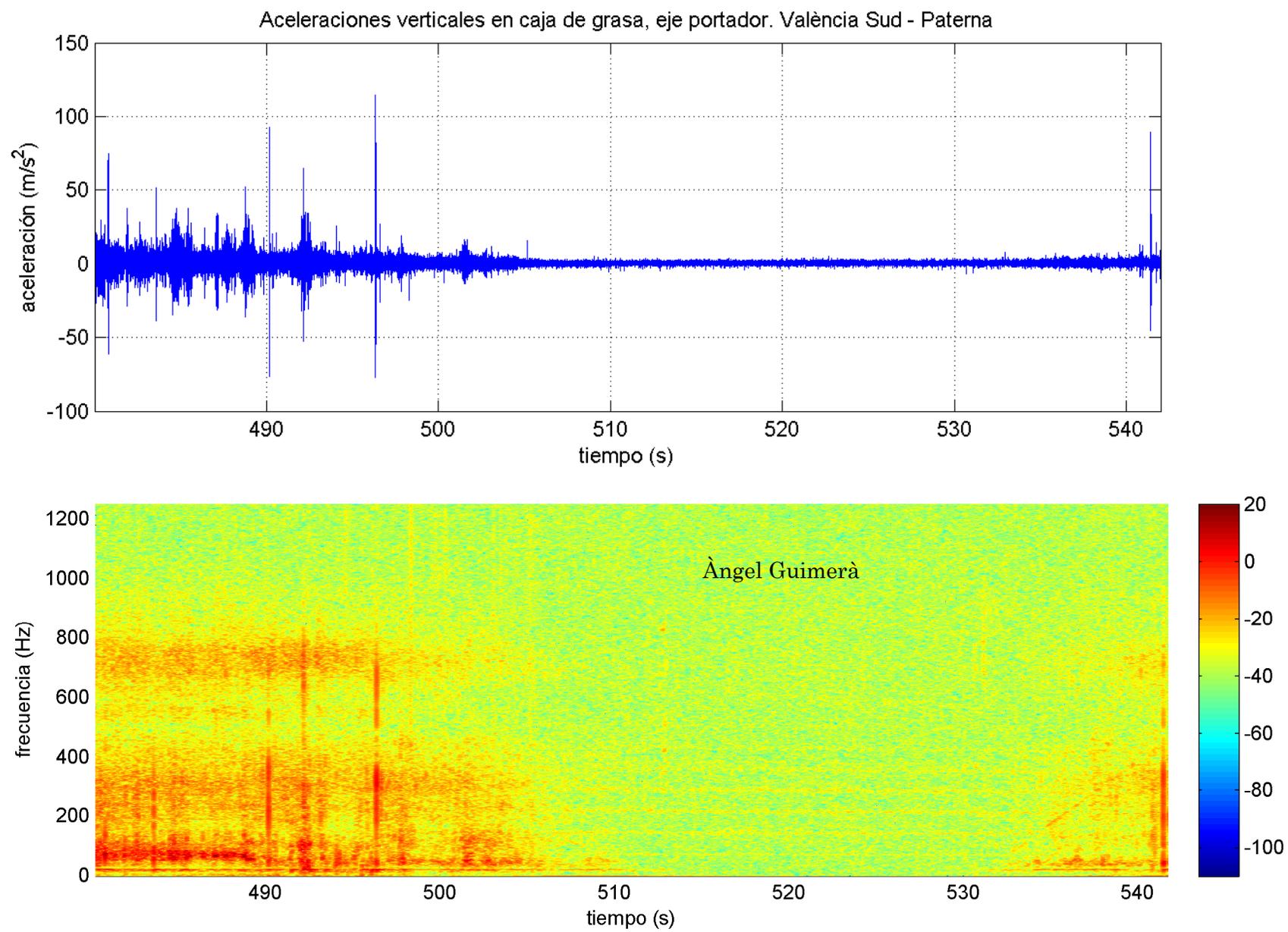


Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. València Sud - Paterna

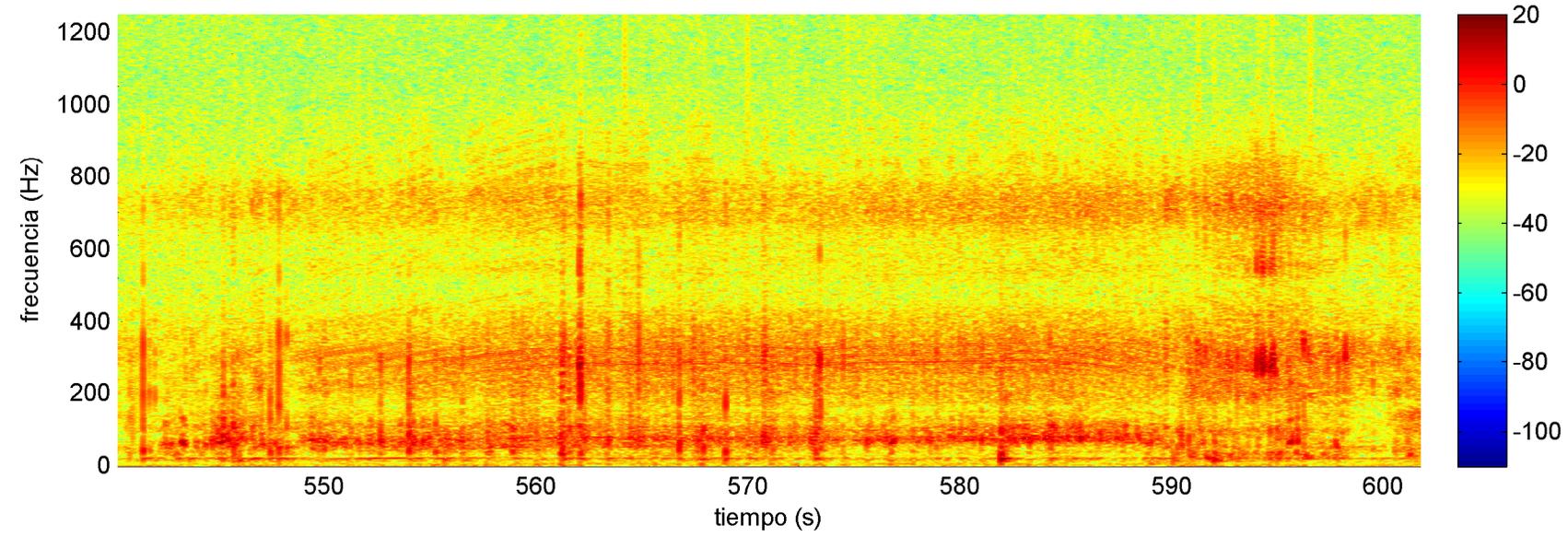
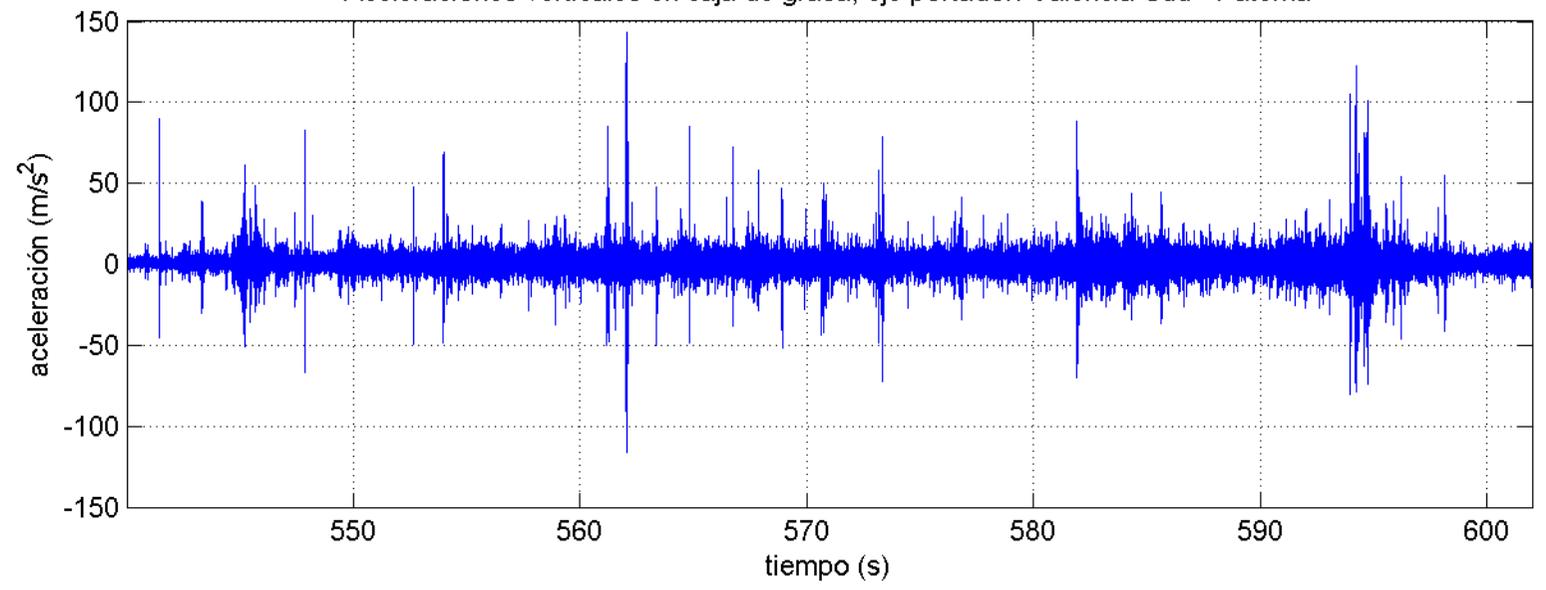


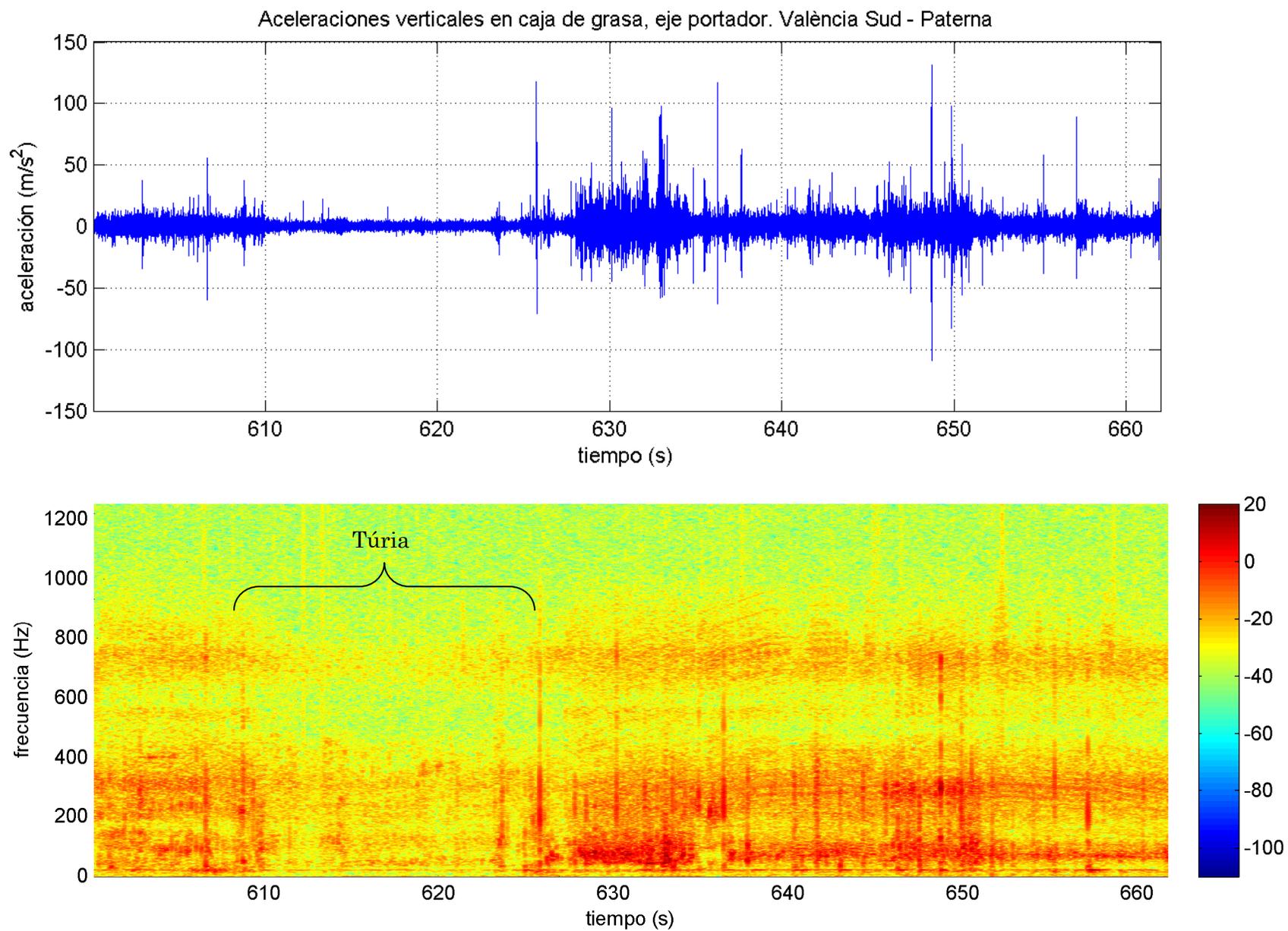


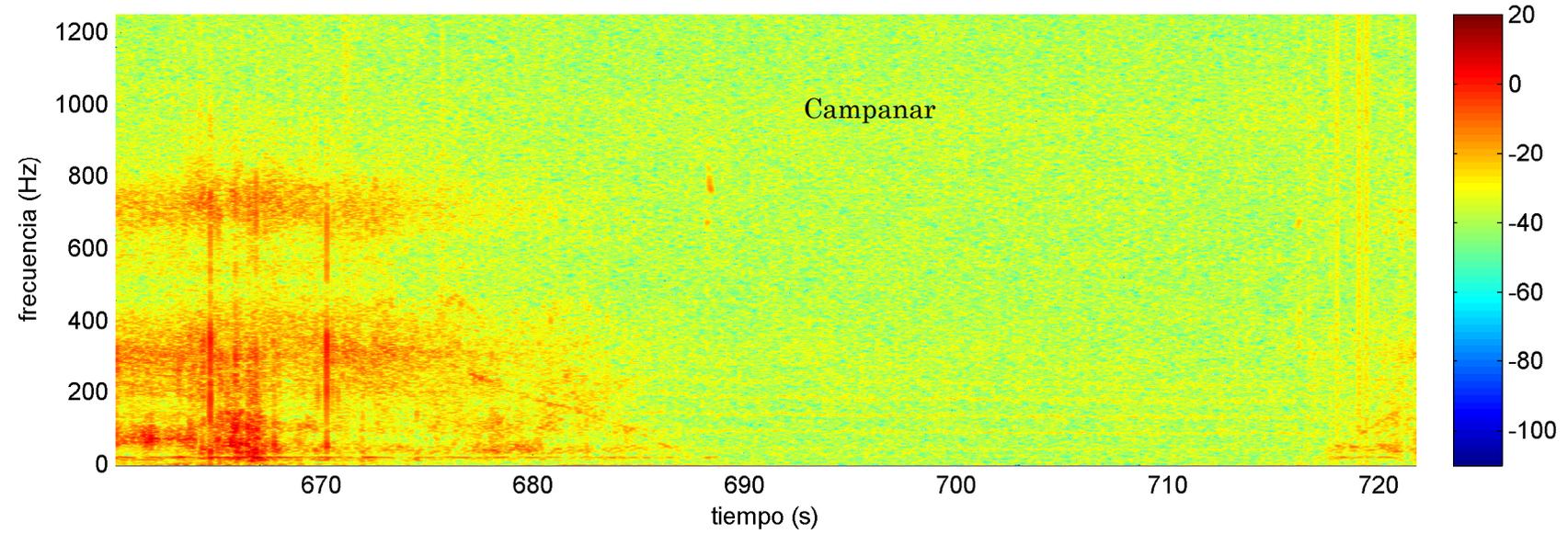
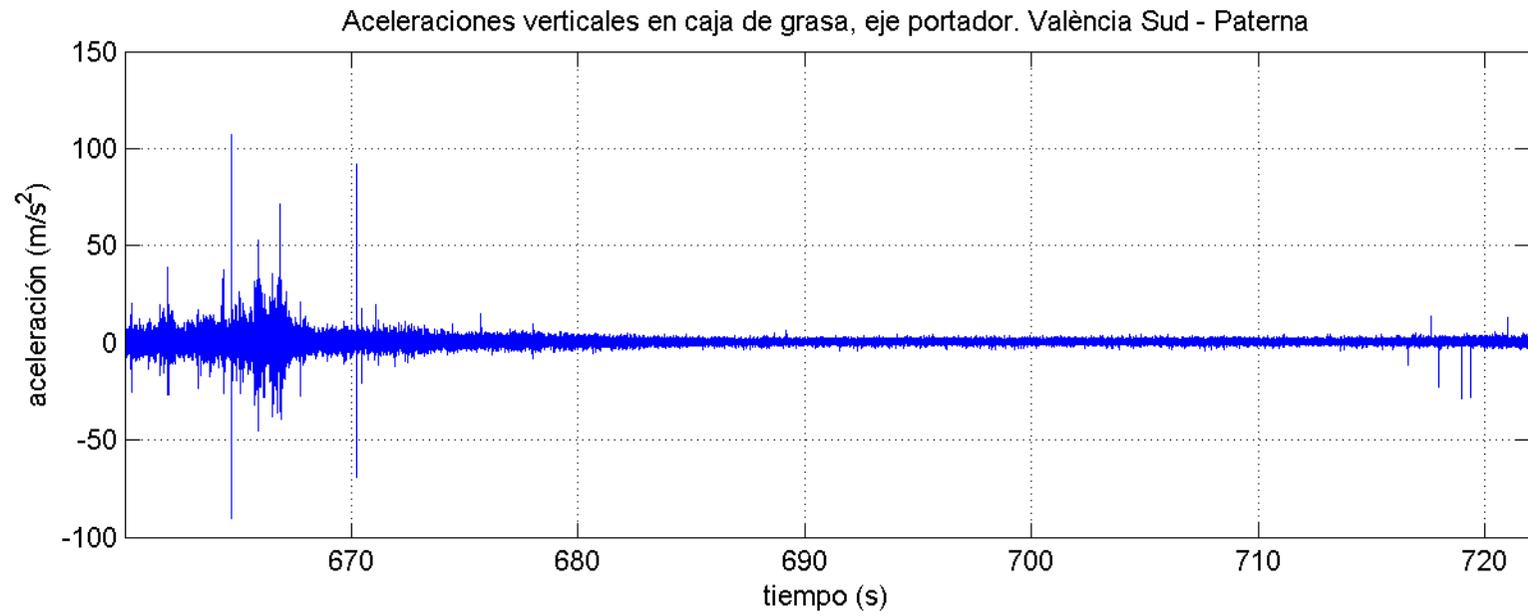


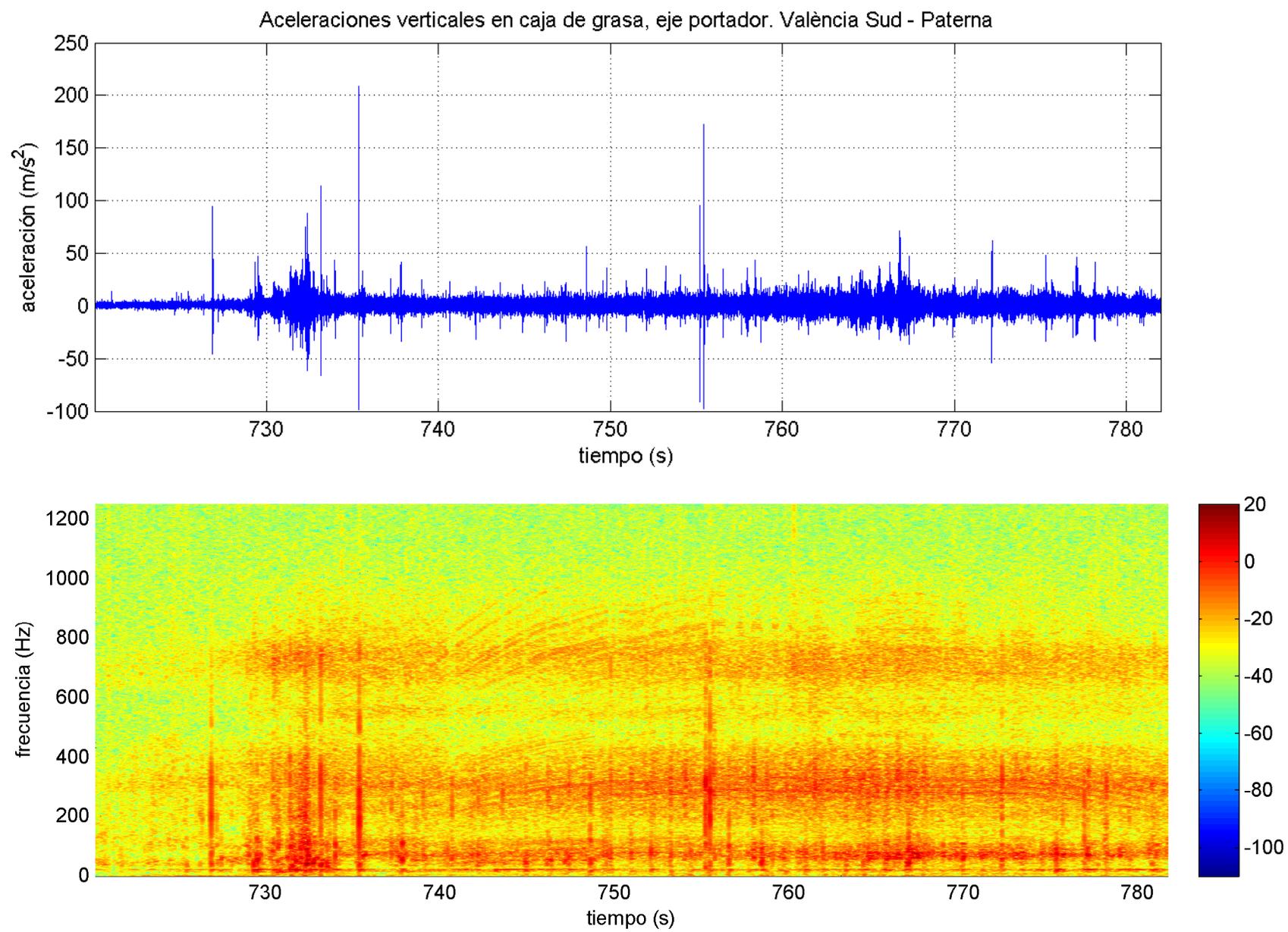


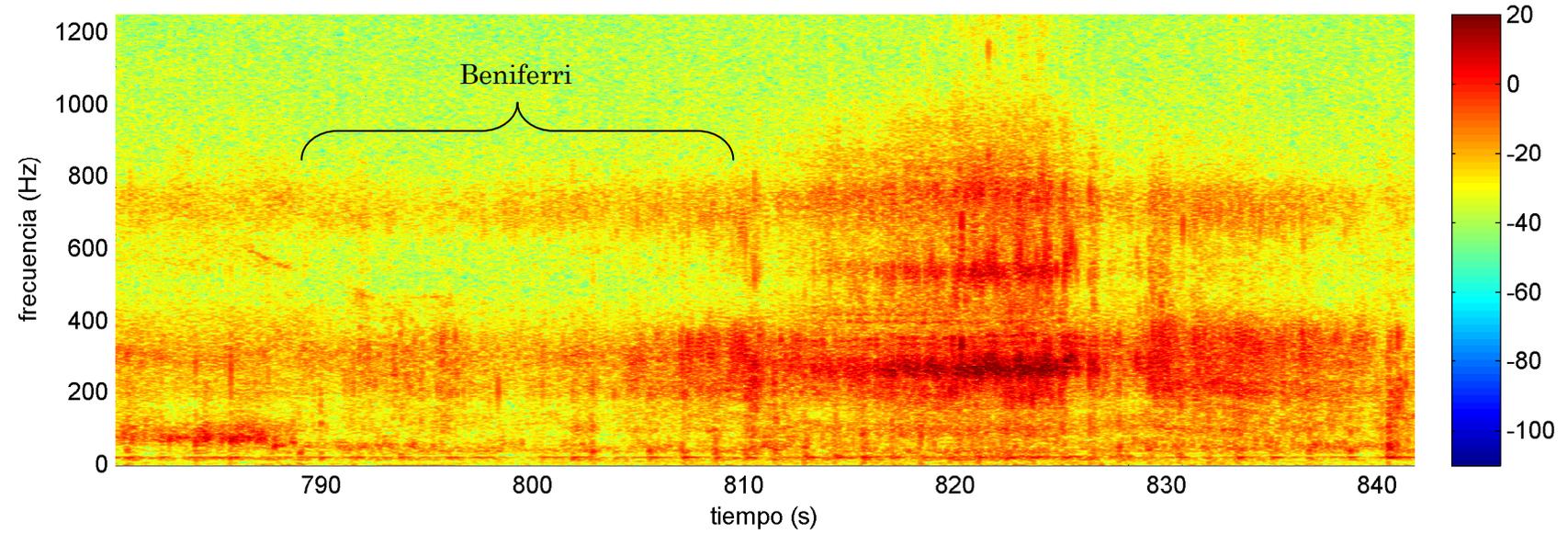
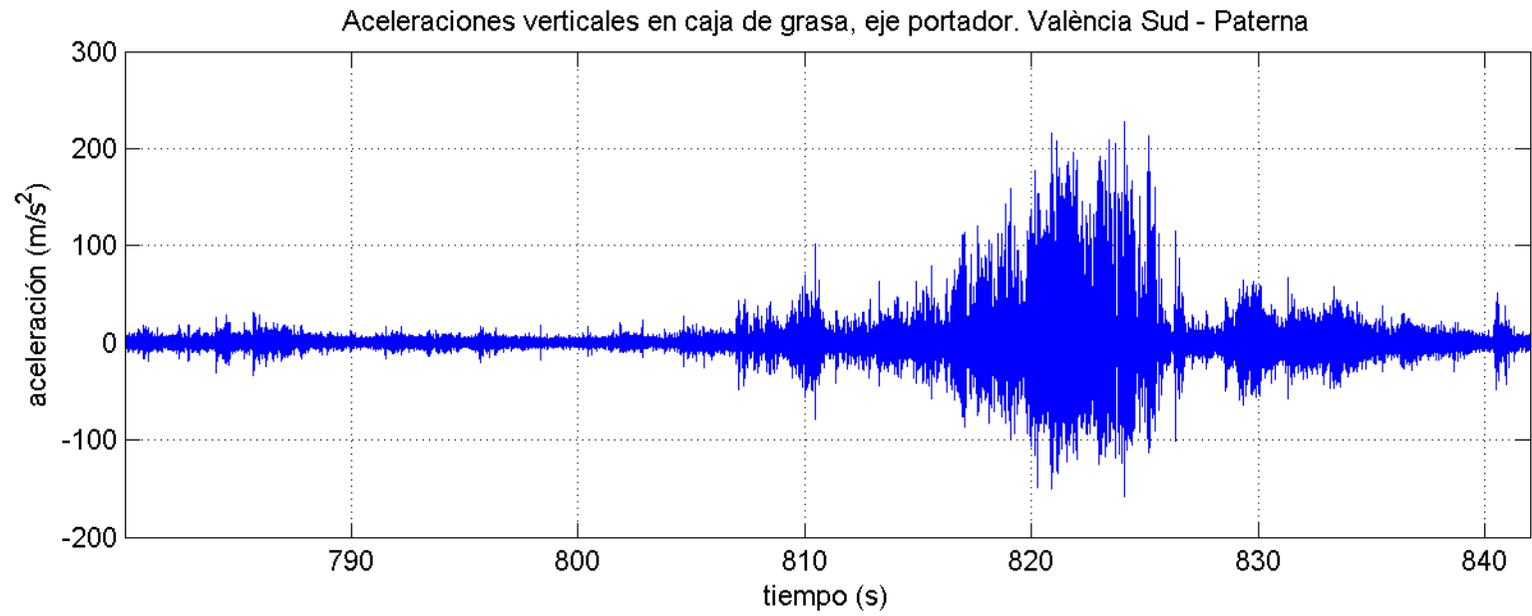
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. València Sud - Paterna

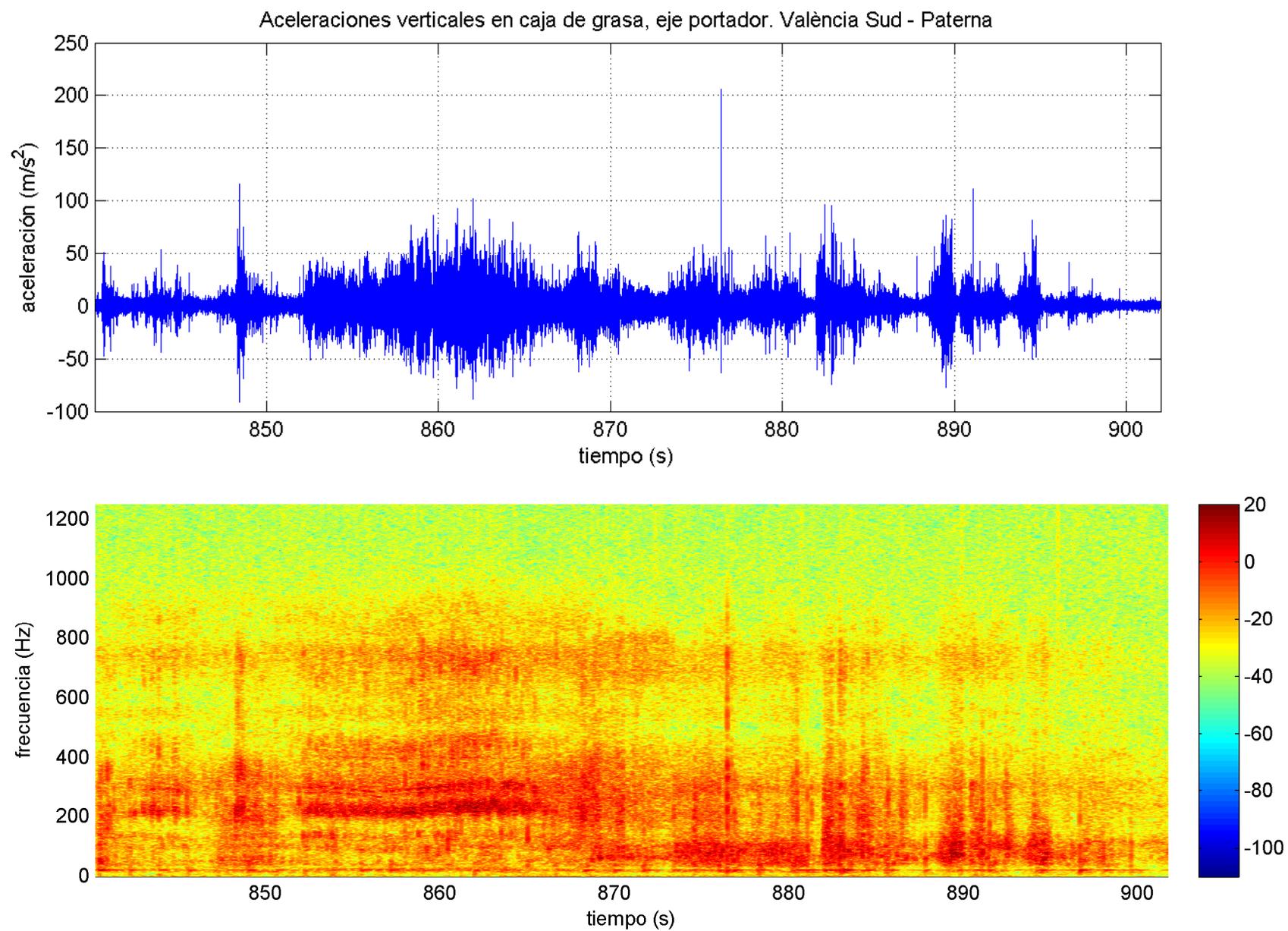


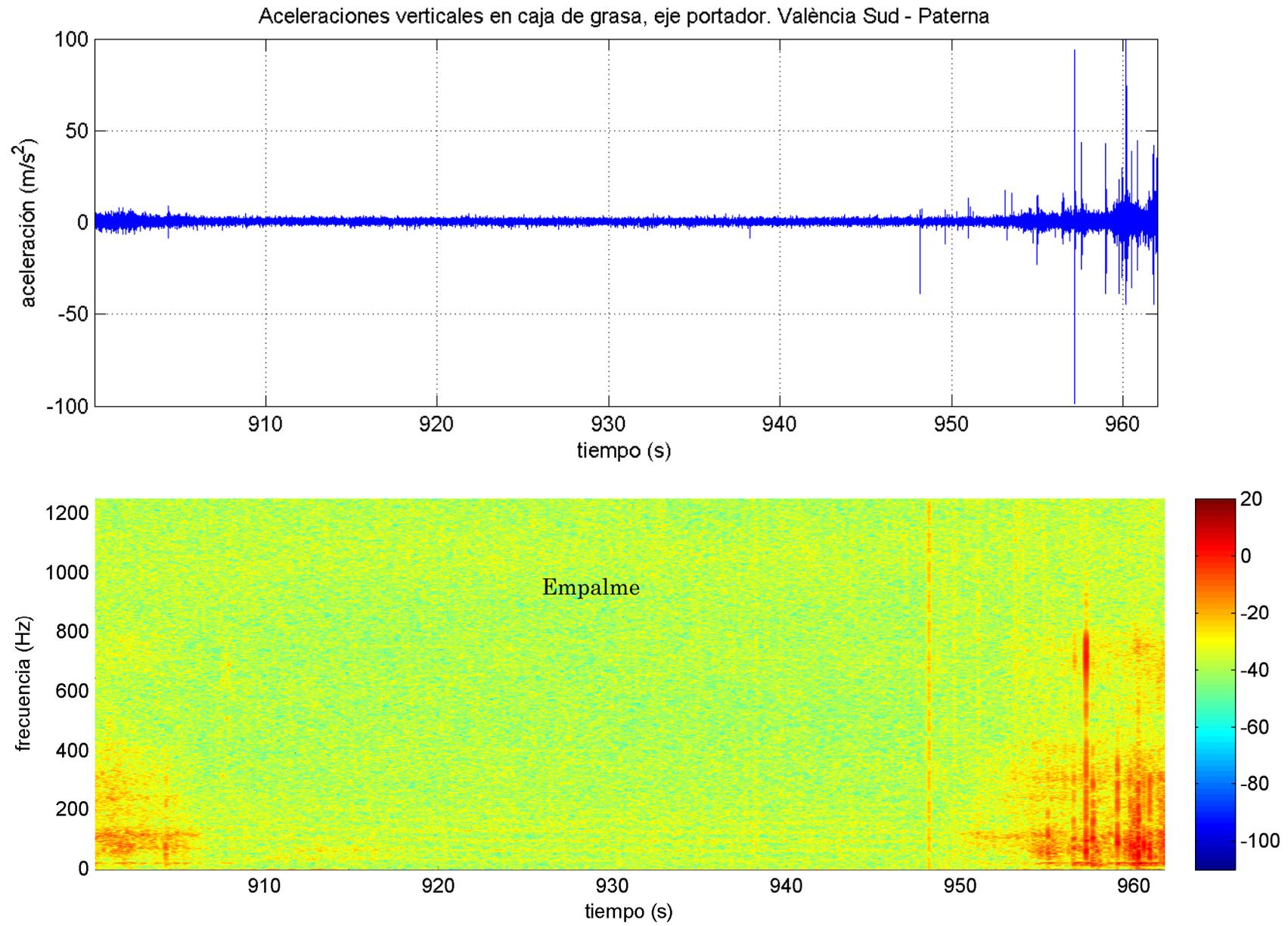


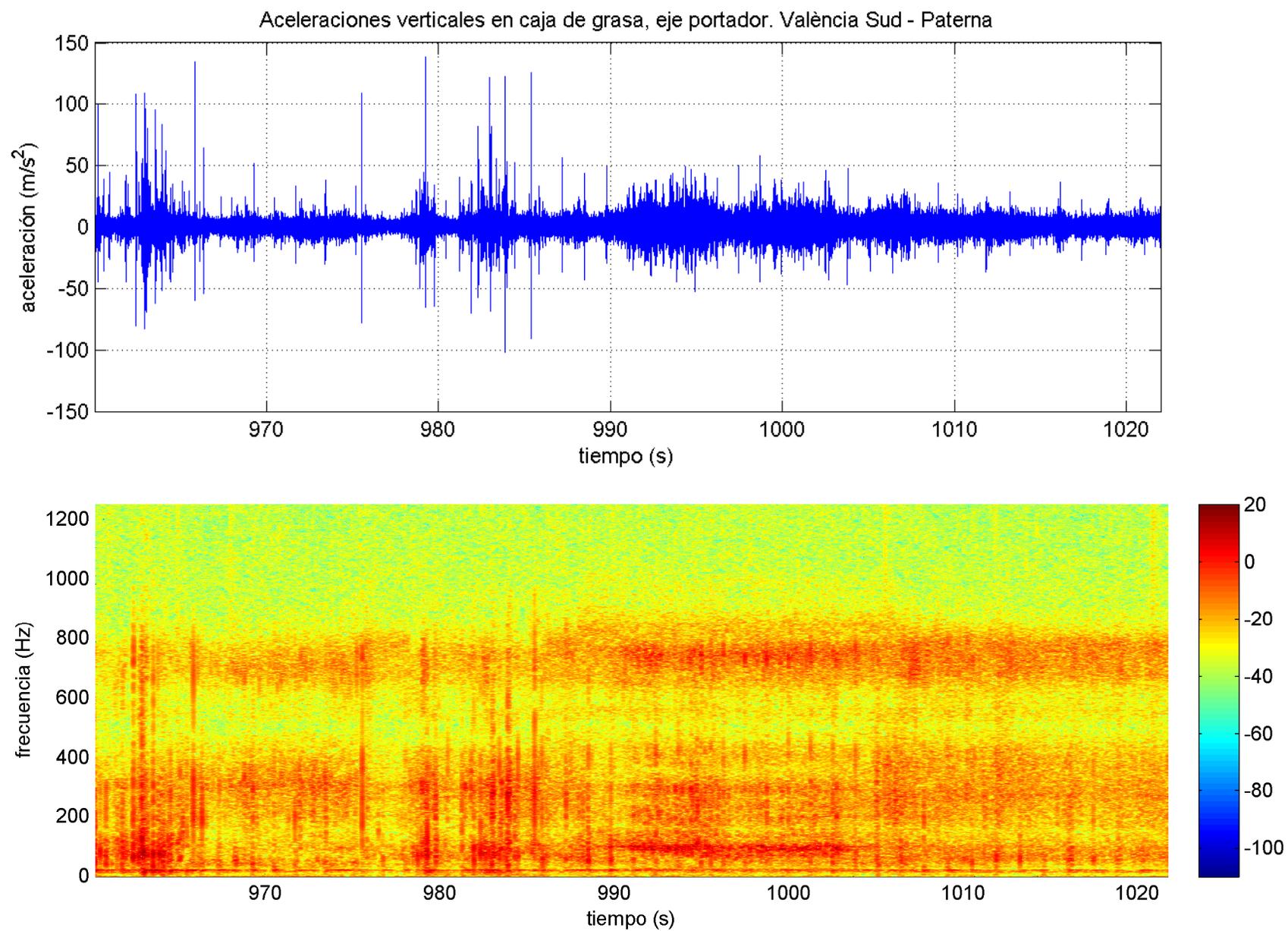




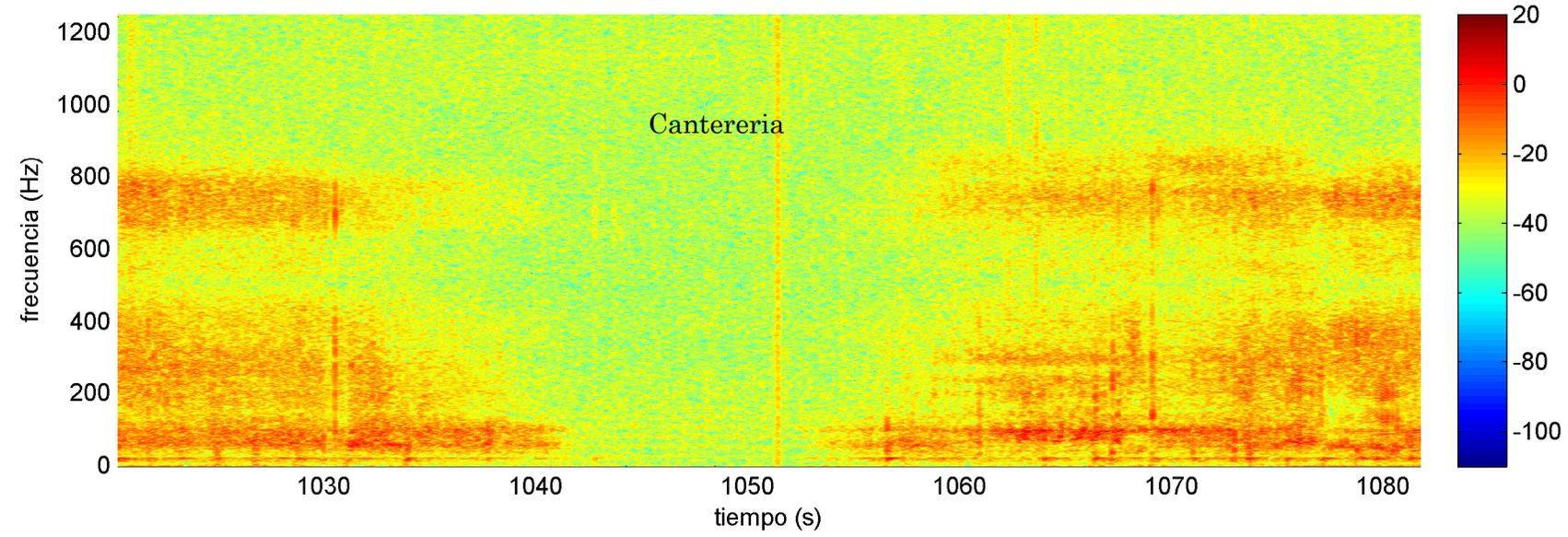
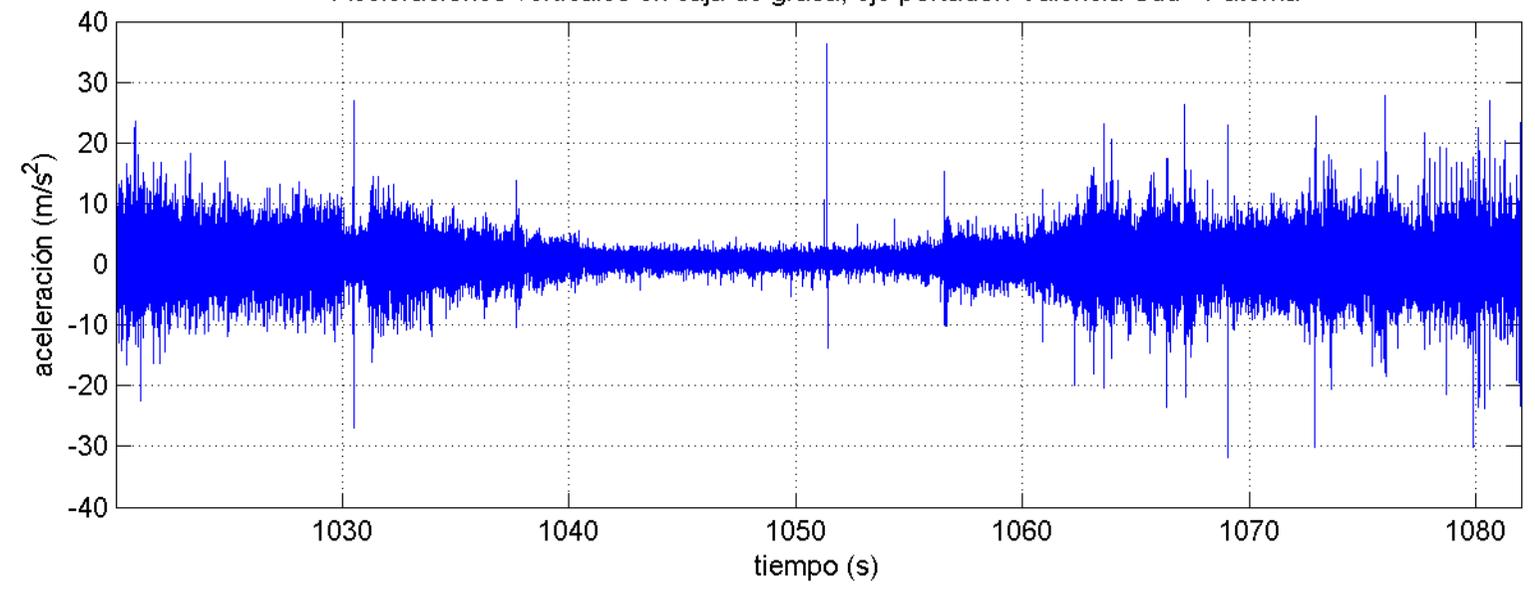


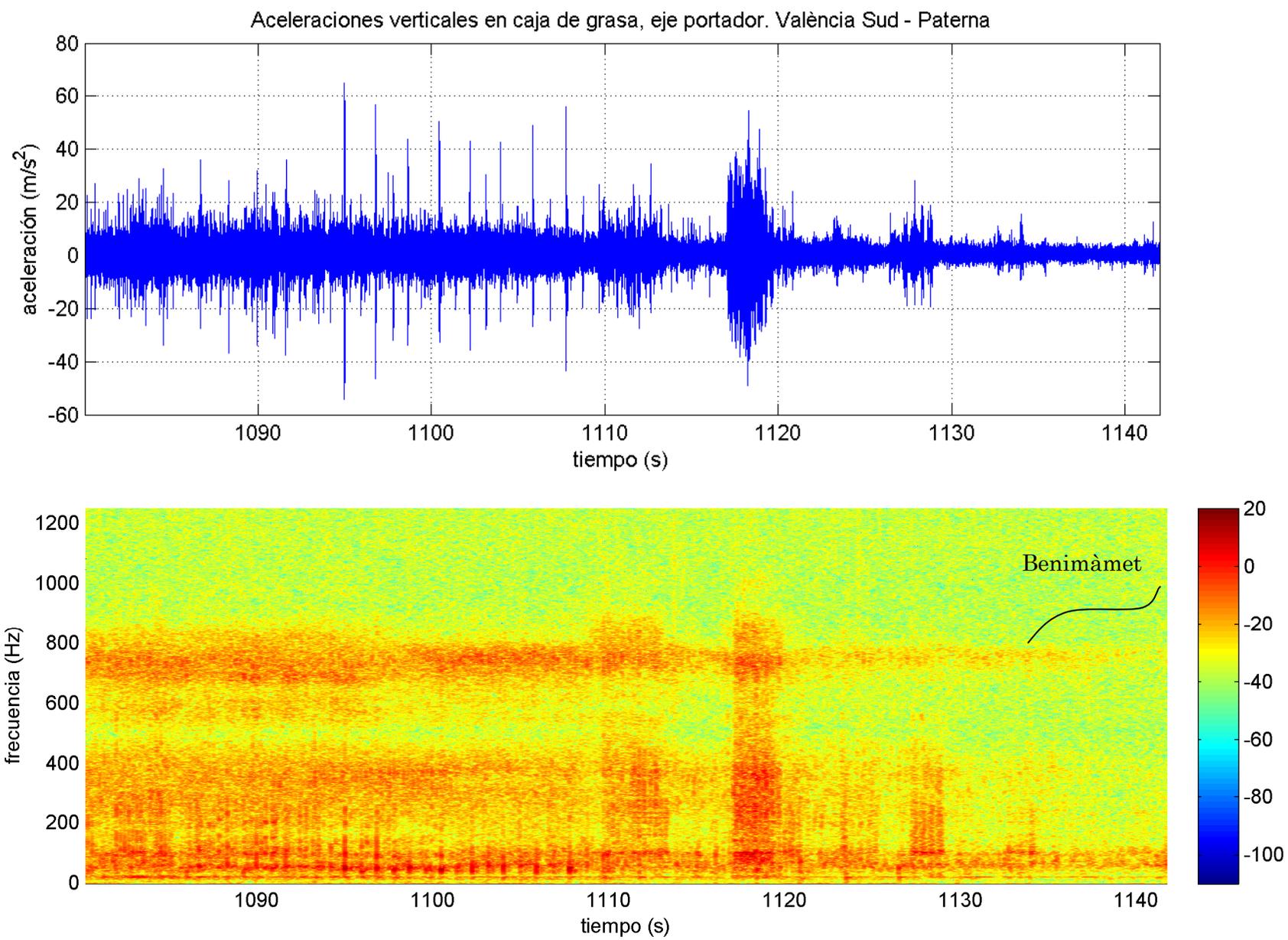




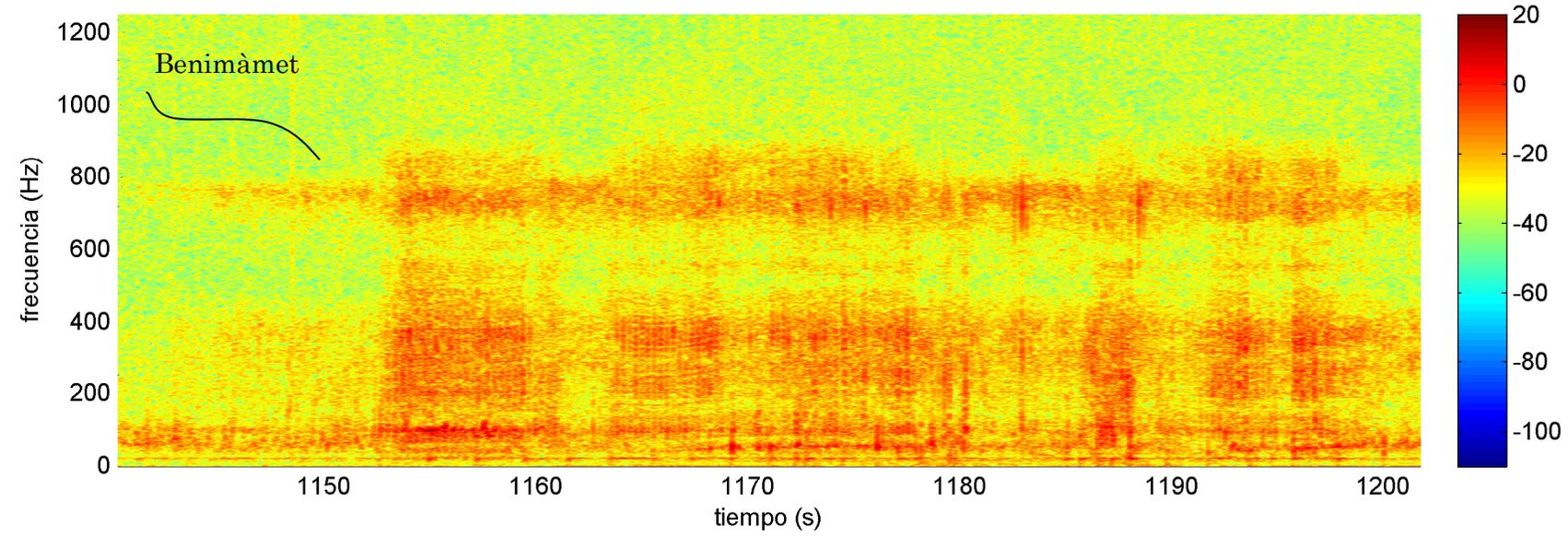
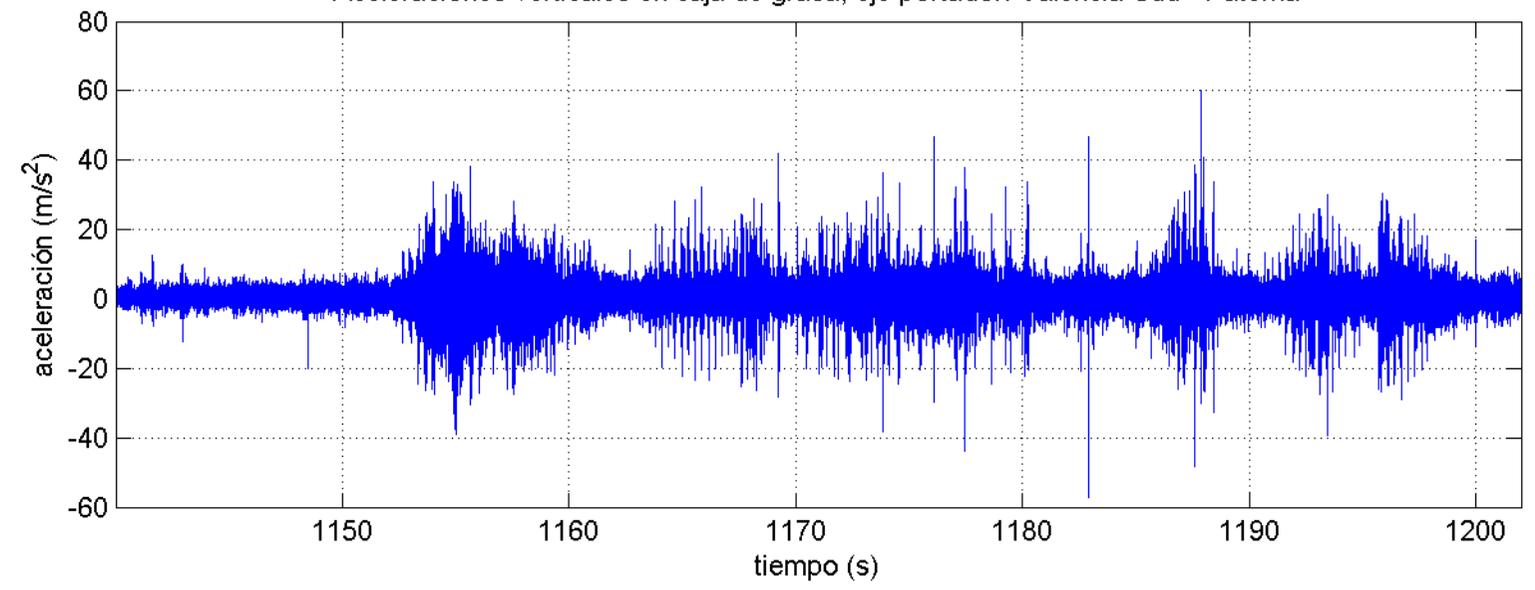


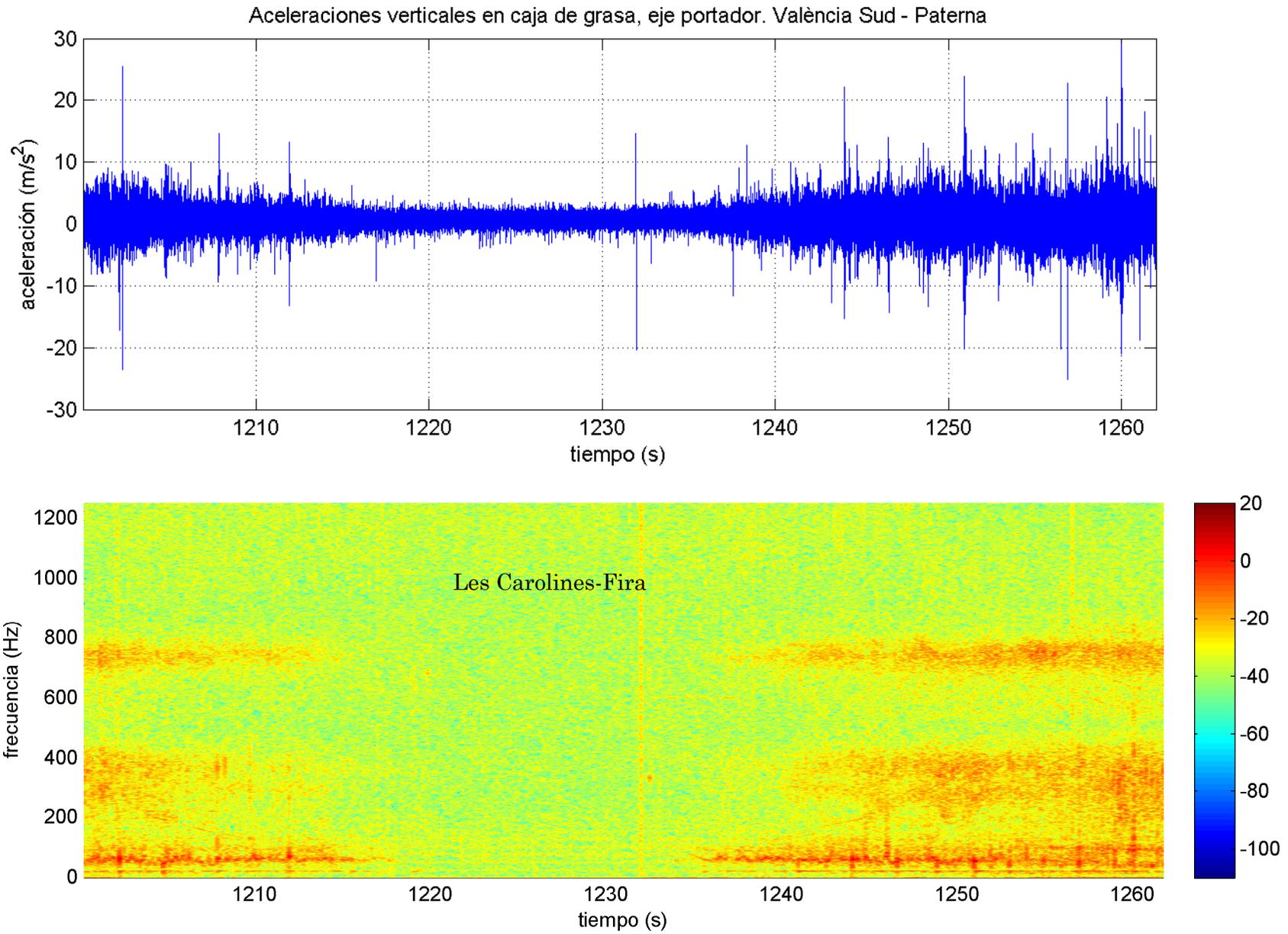
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. València Sud - Paterna

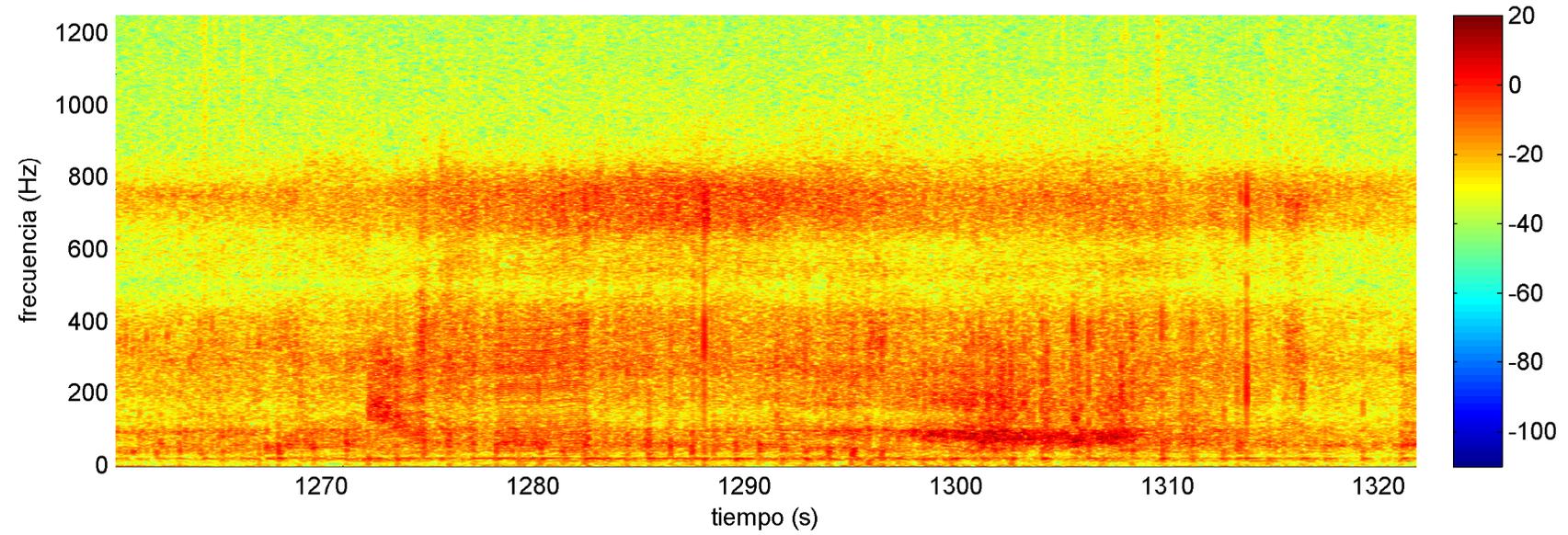
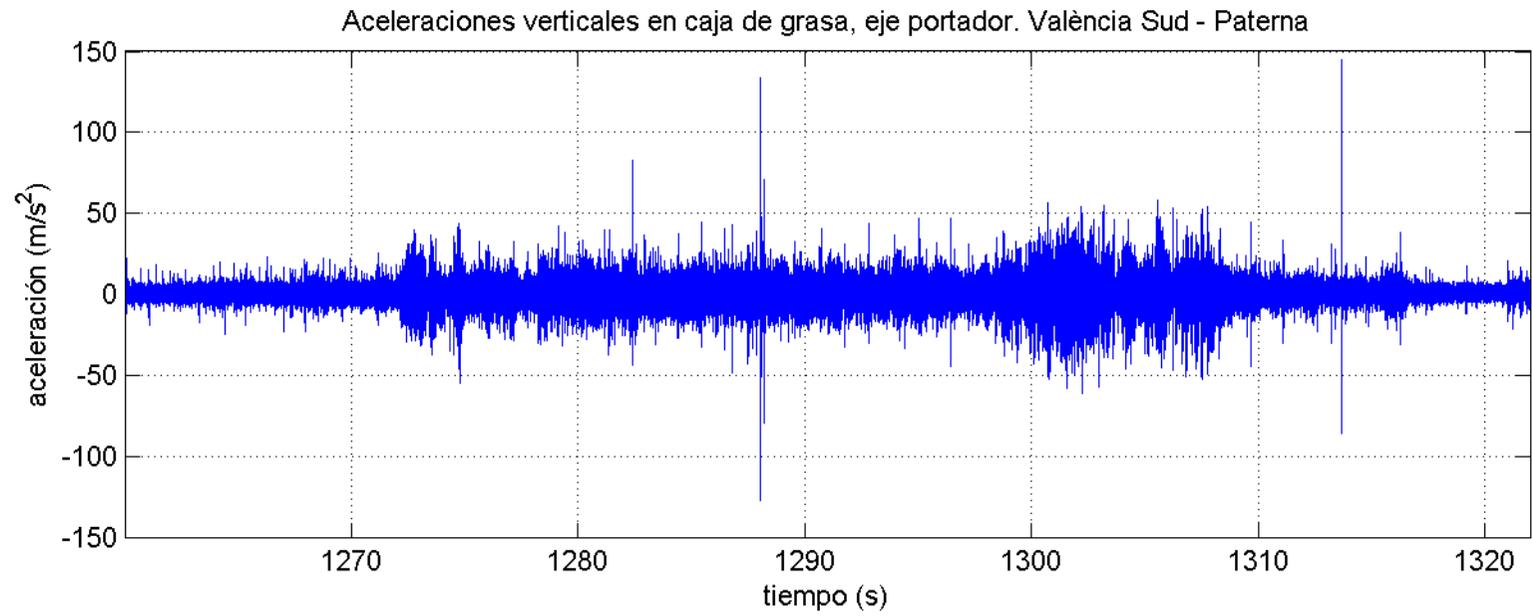


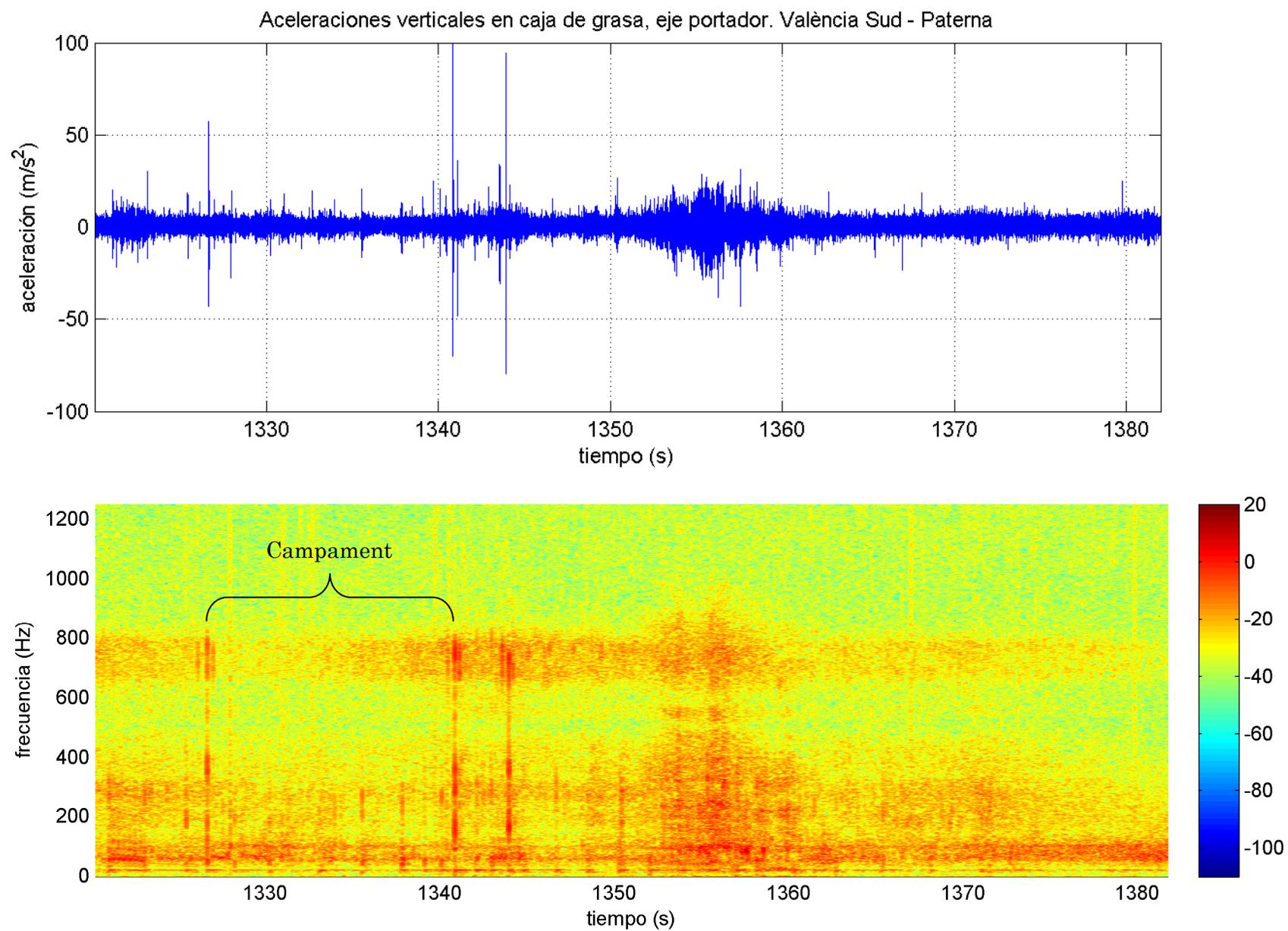


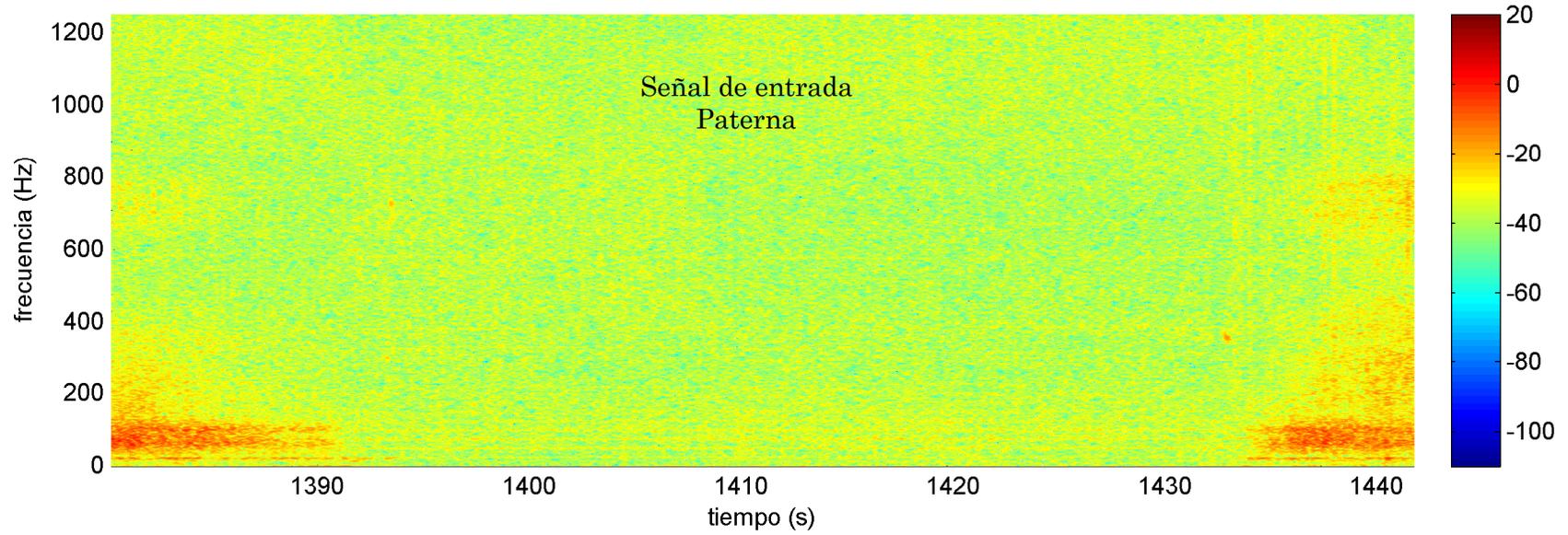
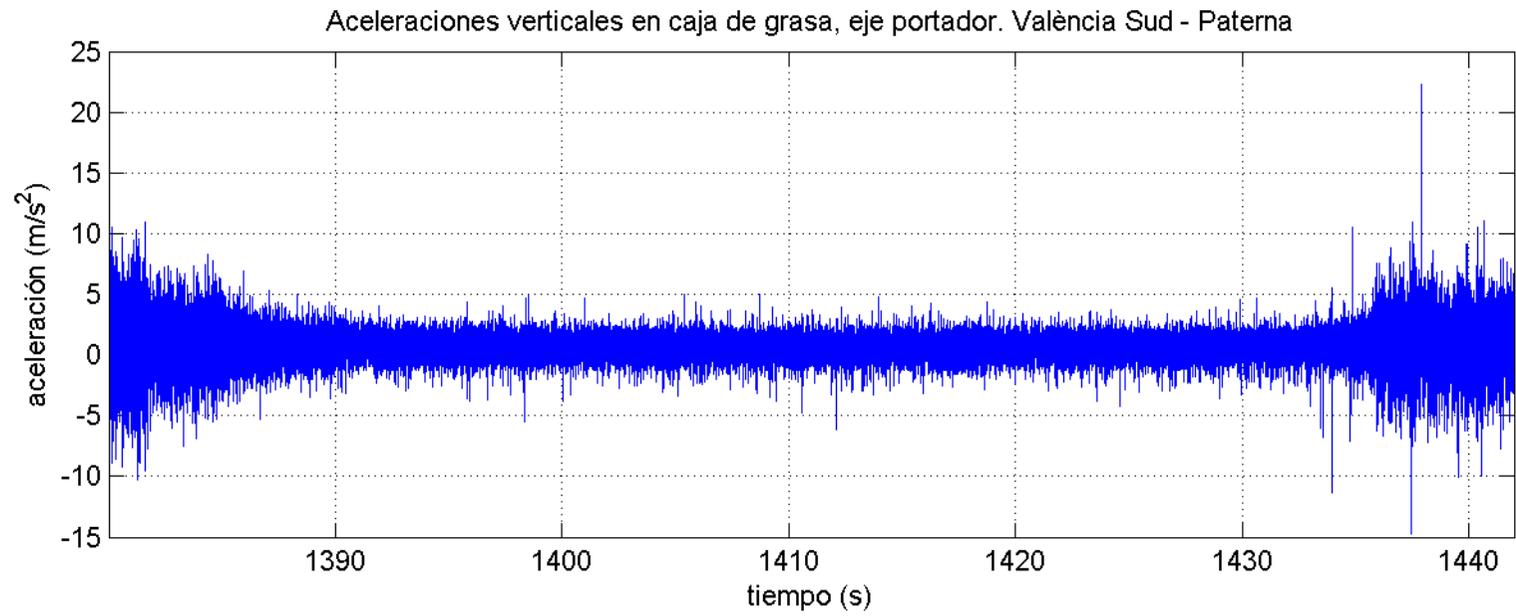
Aceleraciones verticales en caja de grasa, eje portador. València Sud - Paterna

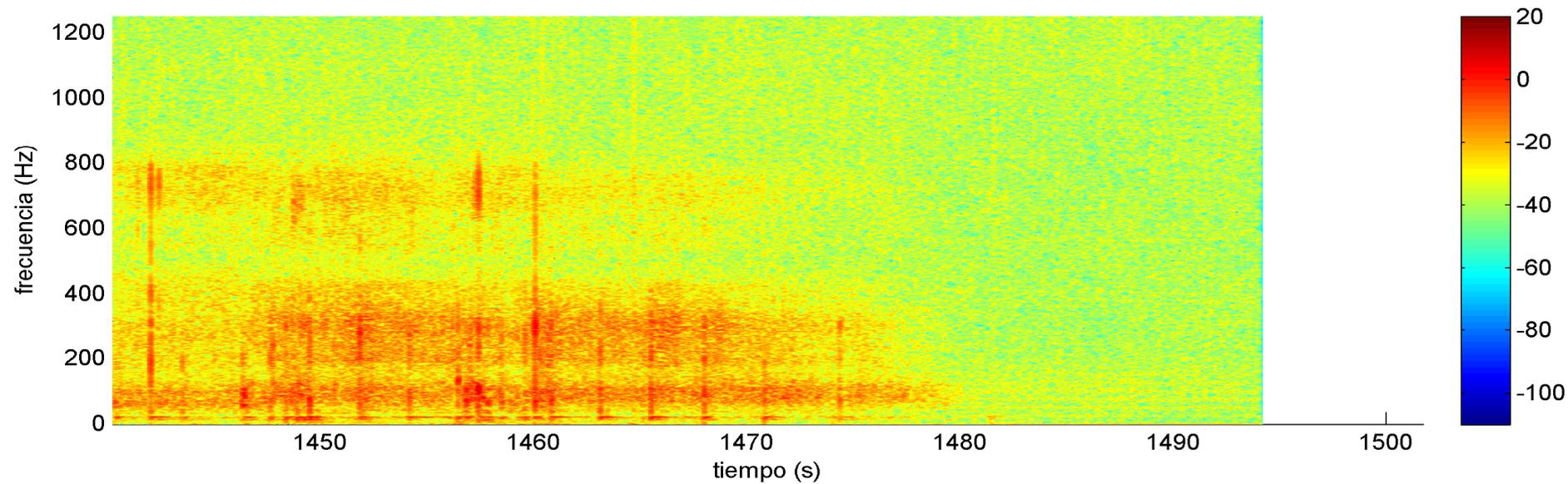
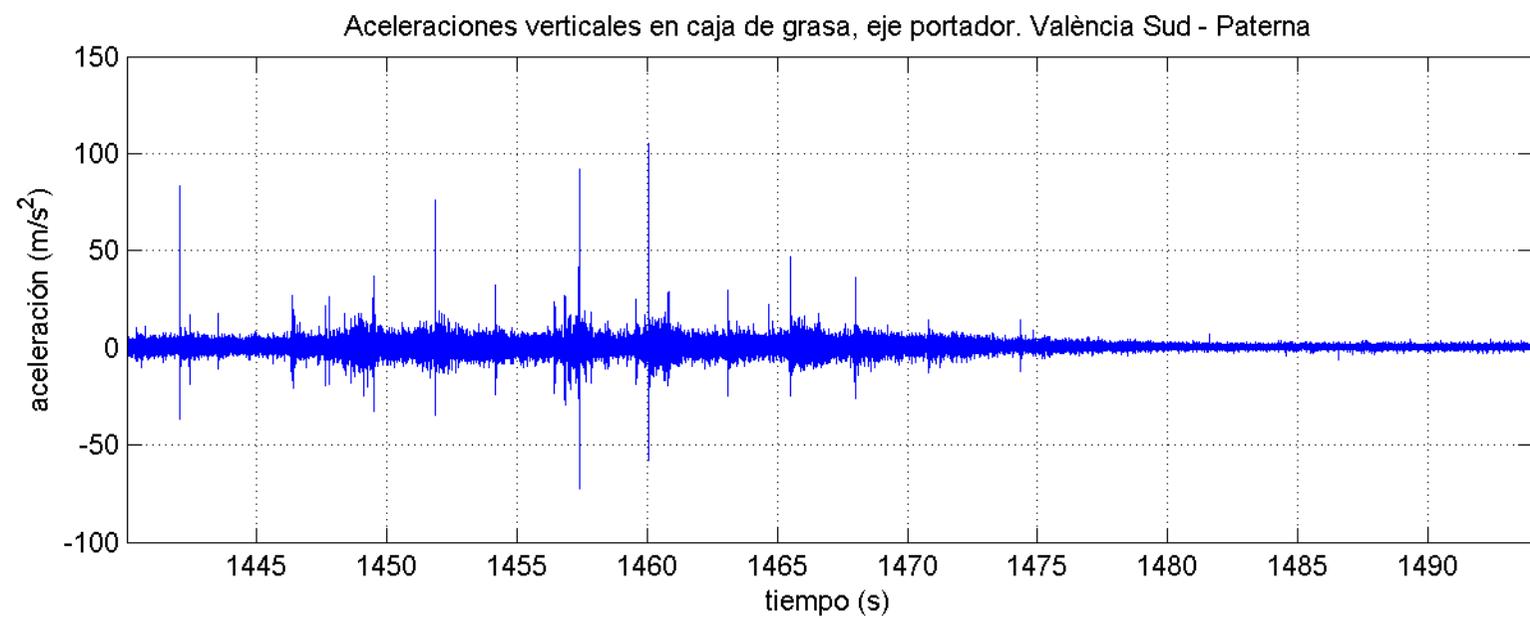












Paterna – València Sud. Eje portador

Datos registrados a 1000 / 2500 Hz

