



ugr

Universidad
de Granada

**DIAGNÓSTICO DE DAÑO EN DISIPADORES DE ENERGÍA
HISTERÉTICOS TIPO WPD PARA EL CONTROL PASIVO EN
ESTRUCTURAS SISMORRESISTENTES MEDIANTE ANÁLISIS DE
VIBRACIONES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA**

TESIS DOCTORAL

LILIANA MINELLY ROMO MELO

**DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA
UNIVERSIDAD DE GRANADA
Granada, España
Mayo de 2012**



ugr

Universidad
de Granada

**DIAGNÓSTICO DE DAÑO EN DISIPADORES DE ENERGÍA
HISTERÉTICOS TIPO WPD PARA EL CONTROL PASIVO EN
ESTRUCTURAS SISMORRESISTENTES MEDIANTE ANÁLISIS DE
VIBRACIONES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA**

TESIS DOCTORAL
Liliana Minelly Romo Melo

DIRIGIDA POR:
Prof. Dr. Antolino Gallego Molina
Prof. Dr. Amadeo Benavent Climent

DOCTORADO EN INGENIERÍA DE COMPUTADORES:
PERSPECTIVAS Y APLICACIONES

DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA
UNIVERSIDAD DE GRANADA
Granada, España
Mayo de 2012

Diagnóstico de daño en disipadores de energía histeréticos tipo WPD para el control pasivo en estructuras sismorresistentes mediante análisis de vibraciones en el dominio de la frecuencia

Copyright©2012 por Liliana Minelly Romo Melo



ugr

Universidad
de Granada

**HEALTH MONITORING OF WPD-TYPE HYSTERETIC DAMPERS
USED FOR PASSIVE CONTROL OF EARTHQUAKE RESISTANT
STRUCTURES BY MEANS OF VIBRATION ANALYSIS IN THE
FREQUENCY DOMAIN**

DOCTORAL THESIS
Liliana Minelly Romo Melo

Advisors:
Prof. Dr. Antolino Gallego Molina
Prof. Dr. Amadeo Benavent Climent

POSGRADUATE PROGRAM:
DOCTORADO EN INGENIERÍA DE COMPUTADORES:
PERSPECTIVAS Y APLICACIONES

DEPARTMENT OF APPLIED PHYSICS
UNIVERSITY OF GRANADA
Granada, Spain
May of 2012

Damage diagnosis in hysteretic energy dampers type WPD to passive control in earthquake resistant structures by mean frequency-domain vibrations analysis

Copyright©2012 by Liliana Minelly Romo Melo

**DIAGNÓSTICO DE DAÑO EN DISIPADORES DE ENERGÍA
HISTERÉTICOS TIPO WPD PARA EL CONTROL PASIVO EN
ESTRUCTURAS SISMORRESISTENTES MEDIANTE ANÁLISIS DE
VIBRACIONES EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA**

por

Liliana Minelly Romo Melo
Ingeniera de Telecomunicaciones

Directores de la Tesis

Dr. D. Antolino Gallego Molina
Profesor Titular
Física Aplicada
Universidad de Granada

Dr. D. Amadeo Benavent Climent
Profesor Catedrático
Mecánica de Estructuras e
Ingeniería Hidráulica
Universidad de Granada

Trabajo presentado para aspirar al grado de DOCTOR
por la Universidad de Granada

Granada, mayo 2012

Esta investigación ha sido financiada por la Junta de Andalucía y forma parte del proyecto de excelencia P07-TEP-02610 denominado “*Desarrollo e implementación de la tecnología de los disipadores de energía aplicada al control del daño en construcciones sometidas a terremotos, y su evaluación mediante técnicas avanzadas de tratamiento de señales (DIDETS)*” cuyo investigador principal es el Dr. Amadeo Benavent Climent. Este trabajo se realiza como requisito para la obtención del título de Doctor por la Universidad de Granada.

A Dios, las oportunidades recibidas
A mis padres Franco y Lylian, el apoyo e inagotable amor
A mi hermana Franly, los consejos, el cariño y amistad incondicional
A mi novio Carlos, el ánimo y la tenacidad

Resumen

En esta Memoria se presentan los resultados obtenidos al aplicar las técnicas de monitorización de la salud estructural, SHM, basadas en vibraciones a disipadores de energía hysteréticos tipo WPD (*Web Plastifying Damper*), basados en la plastificación del alma de segmentos de perfiles de acero de sección en I (secciones-I), con el fin de determinar la presencia (Nivel 1 en SHM) y magnitud (Nivel 4 de SHM) del daño. Concretamente se aplicaron dos técnicas estadísticas no paramétricas basadas en modelos en el dominio de la frecuencia: la *Densidad Espectral de Potencia* (PSD) y la *Función de Respuesta en Frecuencia* (FRF). Los ensayos consistieron en someter las secciones-I a diferentes tipos de daño provocados por: i) cortes en las uniones del alma y las alas de las secciones-I a diferentes profundidades (daño “artificial”); ii) daños producidos por desplazamientos cuasiestáticos impuestos de tipo cíclico siguiendo un patrón de amplitudes incrementales y iii) daños producidos por desplazamientos dinámicos impuestos de tipo cíclico siguiendo patrones aleatorios generados mediante simulaciones sísmicas de diferente intensidad aplicadas por una mesa vibrante. En todos los casos, los resultados de aplicar los modelos estadísticos no paramétricos a las señales de vibraciones adquiridas en los ensayos de las secciones-I con diferentes niveles de daño, revelaron un claro desplazamiento del espectro de frecuencias respecto del nivel de estado sano. Se comprobó que el desplazamiento en frecuencia aumentaba proporcionalmente con el daño generado y que existían rangos de frecuencias más sensibles al daño. Este hecho permitió proponer un índice de daño basado en la magnitud del desplazamiento frecuencial por bandas, que se denominó AID (*Area Damage Index*), el cuál fue correlacionado con el índice de daño mecánico, ID, basado en las energías de deformación plástica acumulada por efecto Baushinger y en la parte del esqueleto de las curvas carga-deformación. Se comprobó que existe una correlación entre estos dos índices AID e ID, y que esta correlación es más lineal cuanto más altas son las frecuencias de trabajo.

Summary

This doctoral thesis summarized the results obtained by applying vibration-based *Structural Health Monitoring*, SHM, techniques to hysteretic energy dampers of the type WPD (*Web Plastifying Dampers*), based on plastifying the web of steel profile segments (I-sections), in order to detect the presence (Level 1 on SHM) and estimate the magnitude of damage (Level 4 of SHM). Concretely, two non-parametric statistical techniques based on model-frequency were applied: *Power Spectral Density* (PSD) and *Frequency Response Function* (FRF). Tests carried out consisted of subjecting the I-section to three types of damage: i) artificial damage made by cutting the web-flange edges of the I-section at different depths, ii) damage made by static displacements cyclic-type imposed following an incremental amplitude pattern and iii) damage made by cyclic-type dynamic displacements imposed following random patterns by means seismic simulations of different intensity carried out with a shake table.

In all cases, the results of applying the statistical non-parametric models to vibration signals recorded from the I-sections with different levels of damage showed a clear spectral displacement from the healthy state level. It was proven that the frequency displacement increased proportionally with the level of damage, with the sensitivity for damage detection depending on the frequency band used.

This finding leads us to propose a new damage index based on the magnitude of frequency displacement on each band, denoted AID (*Area Damage Index*). It is strongly correlated with the mechanical index of damage, ID, based on the energy of plastic deformation accumulated on the Baushinger and skeleton parts of load-displacement curves. It was also verified that there exist a strong correlation between the AID and ID indexes, which becomes more linear as the frequency of the considered band increases.

Colaboraciones

Para la realización de esta Tesis Doctoral se contó con el apoyo de varios expertos que, desde su área de trabajo, realizaron valiosas aportaciones sin las cuales no hubiera sido posible esta investigación. Se desea agradecer especialmente a:

El Profesor **Dr. Spilios Fassois**, director del *Stochastic Mechanical Systems and Automation Laboratory* del Departamento de Ingeniería Mecánica y Aeronáutica de la Universidad de Patras (Grecia), quien me dio la oportunidad de realizar una estancia de investigación donde adquirí conocimientos sobre las técnicas de SHM y principalmente los métodos estadísticos no-paramétricos para la detección de daño.

El Profesor **Dr. Andrés Roldán Aranda**, integrante del grupo de Investigación en Nanoelectrónica (TIC-216) de la Universidad de Granada, a quien agradecemos su asesoría para el desarrollo del sistema electrónico de medida.

El arquitecto **Leandro Morillas**, miembro del grupo de *Mecánica de sólidos y estructuras* (TEP-167) de la Universidad de Granada, a quien agradecemos su colaboración con el manejo de la mesa sísmica para la realización de experimentos de generación de daño y su aporte con los cálculos del índice de daño mecánico, ID.

Al arquitecto **Alberto Escobedo**, del grupo de *Mecánica de sólidos y estructuras* (Ref. TEP-167) de la Universidad de Granada, a quien agradecemos su contribución en el cálculo de modelos teóricos, analíticos y con elementos finitos para la caracterización de las secciones-I en estado sano.

Al ingeniero **Álvaro Ladrón de Guevara**, quien realizó su Proyecto Fin de Carrera dentro de nuestro grupo de investigación y también agradecemos su ayuda con el sistema de medida electrónico.

Agradecimientos

La culminación de esta tesis doctoral no hubiera sido posible sin el apoyo y ayuda de todo el grupo de colaboradores, amigos y familiares a los cuales quiero manifestar mi más profunda gratitud.

En primer lugar quiero agradecer a mis directores de tesis, Dr. Antolino Gallego Molina y Dr. Amadeo Benavent-Climent. A ellos doy las gracias por darme la oportunidad de formar parte de su equipo de trabajo para el desarrollo del proyecto DIDETS. Trabajar en este equipo me ha permitido crecer tanto en el campo profesional como en el personal. Quiero darles las gracias por su orientación, ayuda y motivación permanentes, las cuales me permitieron alcanzar los objetivos planteados. A ellos les debo también las gestiones y trámites administrativos realizados, sin los cuales no hubiera sido posible esta investigación.

También quiero expresar mi más sincera gratitud a mis compañeros y amigos del grupo SNADS con quienes he compartido innumerables momentos de alegría: Antolino, gracias por la confianza, paciencia, entusiasmo y motivación demostradas; gracias también por brindarnos aquellos eventos de esparcimiento que nos hacían olvidar por momentos las obligaciones y que hicieron que el trabajo fuera más ameno. A mis parceros Enrique, Pablo, Francisco, *Elisabet*, Cristóbal, Juan Luís y Álvaro, gracias por vuestra compañía y sincera amistad, en especial por sacarme una sonrisa en los momentos más difíciles. A Roberto, Leandro y David, gracias por vuestro compañerismo, ayuda y amistad fraterna. A Santiago, gracias por toda la ayuda técnica durante los ensayos y, finalmente, a Juande por tu alegría y espontaneidad donde quiera que estés.

Personalmente quiero hacer un especial reconocimiento a las personas más allegadas, que durante mi estancia en España me han cobijado y de quienes he recibido un apoyo incondicional durante estos cuatro años.

Eusebio y Mari Carmen, siempre diré que fuisteis mi familia de acogida por todo vuestro cariño, hospitalidad y calidez humana. Mil gracias por todos y cada uno de aquellos abrazos recibidos en los momentos en los que más hacían falta.

A mi prometido José Carlos. Gracias Amor por todo el cariño, la comprensión, el apoyo y los ánimos recibidos. Principalmente gracias por tu tenacidad sin la cuál no hubiera tenido la voluntad de levantarme en los momentos más difíciles. Tu paciencia, fuerza y entereza me han permitido salir, junto a ti, de todas las dificultades. Mil gracias por estar a mi lado y hacerme reír cuando quiero llorar, transmitirme la calma en los momentos más agobiantes. Gracias Amor por todas aventuras compartidas y por permitirme construir a tu lado un proyecto de vida.

Finalmente agradezco a mi familia, a mi padre, a mi madre y a mi hermana por su inagotable amor, cariño, comprensión y apoyo incondicional. Gracias familia por todos los consejos y principalmente por estar presentes en los períodos más difíciles. Me habéis demostrado en todo momento el valor de la unidad familiar, sin importar las grandes distancias ni el tiempo. Gracias, porque las enseñanzas que he aprendido en mi hogar son la base de lo que hoy soy.

Lyli, Granada 1^o de Mayo de 2012

Lista de siglas y abreviaciones

ACF	Auto-Correlation Function
ADAS	Added Damping and Stiffness System
ADC	Analog-to-Digital Converter
AID	Area Damage Index
BDS	Beam Damper System
BRB	Buckling Restrained Brace
BW	Band Width
DAC	Digital-to-Analog Converter
FEM	Finite Element Method
FRF	Frequency Response Function
HDS	Honeycomb Damper System
ID	Index of Damage
NDT	Non-Destructive Testing
PBD	Performance Based Design
PDF	Probability Density Function
PDS	Post-Damper System
PSD	Power Spectral Density
PZT	Lead zirconate titanate

TADAS	Triangular-shaped Added Damping and Stiffness System
TFVD	Taylor Fluid Viscous Damper
TLD	Tuned Liquid Damper
TMD	Tuned Mass Damper
SAVE	Shimizu Asphaltic Visco Elastic Damper
SBC	Slotted Bolted Connection
SHM	Structural Health Monitoring
SSD	Steel Slit Damper
SSD	Super Sloshing Damper
VE	Visco Elástico
WPD	Web Plastifying Damper

Índice general

1. Introducción	3
1.1. Los disipadores WPD	3
1.2. Motivación de esta investigación y estado del arte	7
1.3. Objetivos de esta investigación	10
1.4. Justificación de la investigación	11
1.5. Marco de la investigación	11
1.6. Organización de la Tesis Doctoral	12
1.7. Trabajo futuro	13
2. Sistemas de control pasivo de la respuesta sísmica de estructuras	15
2.1. Los sistemas de control estructural	15
2.1.1. Evolución histórica	16
2.1.2. Estado del arte de los sistemas de protección sísmica	16
2.1.3. Clasificación de los sistemas de protección sísmica	17
2.2. Sistemas de control pasivo	18
2.2.1. Aisladores de base	19
2.2.2. Amortiguadores de efecto de masa	21
2.2.3. Sistemas de disipación de energía	22
2.3. Disipadores de plastificación Web (WPD)	37
2.3.1. Descripción del disipador WPD	37
2.3.2. Disipación de energía y comportamiento histerético de la sección-I	39
2.3.3. Generalidades de la fabricación e instalación del disipador WPD	41
2.3.4. Ventajas del uso de disipadores WPD	42
3. Monitorización de daño: Métodos estadísticos de señales temporales de vibración.	45
3.1. El método de vibraciones y su fundamento físico	46
3.1.1. Métodos de vibración para la detección de daños	46
3.2. Las técnicas SHM y sus procesos básicos	47
3.2.1. Evaluación operacional	49
3.2.2. Adquisición y preprocesado de los datos	51
3.2.3. Extracción de características y condensación de información	52
3.2.4. Desarrollo de los modelos estadísticos	53
3.3. Métodos estadísticos de series temporales de vibración para SHM	54
3.3.1. Clases de métodos estadísticos de series temporales	54
3.3.2. Ventajas y desventajas del uso de los métodos estadísticos para SHM	56
3.3.3. Representaciones de un sistema mediante series temporales	57
3.3.4. Construcción de un modelo estadístico: los estimadores	68

3.4.	Modelos estadísticos no paramétricos para detección y estimación de daño	75
3.4.1.	Tests de hipótesis estadístico	77
3.4.2.	Detección de daño mediante modelos estadísticos no-paramétricos: PSD y FRF	79
3.4.3.	Tests de hipótesis para el modelo basado en la PSD	79
3.4.4.	Tests de hipótesis para el modelo basado en la FRF	81
4.	Sistema de medida electrónico de señales de vibraciones	85
4.1.	Sistema de sensorización. Sensores piezoeléctricos	88
4.1.1.	Piezoeléctricos cerámicos: <i>PZT</i>	89
4.1.2.	PZT usados en el sistema de medida	94
4.1.3.	Piezoeléctricos polímeros: <i>piezofilm</i>	100
4.1.4.	Piezofilm usados en el sistema de medida	104
4.2.	Sistema de acondicionamiento de señal	108
4.2.1.	Acondicionador de señal para la etapa de excitación	109
4.2.2.	Acondicionamiento de señal para la etapa de respuesta	112
4.3.	Sistema de adquisición y generación de señales	122
4.3.1.	Sistema PULSE 3560-B de Brüel & Kjær	123
4.3.2.	Sistema CoCo 80 de Cristal Instruments	124
5.	Caracterización de un segmento de perfil de sección-I sin daño	127
5.1.	Características químicas, mecánicas y físicas	127
5.2.	Caracterización analítica, computacional y experimental de un segmento de perfil de acero de sección-I	130
5.2.1.	Método analítico. Modelización de la placa como elemento lineal	131
5.2.2.	Método computacional: Elementos finitos	134
5.3.	Método experimental mediante ensayos de vibraciones	137
5.3.1.	Descripción de los experimentos	137
5.3.2.	Ensayos de vibración con martillo de impacto	139
5.3.3.	Ensayos de vibración con un tren de impulsos sintético	142
5.3.4.	Ensayos de vibración con una señal de ruido blanco	144
5.3.5.	Ensayos de vibración con una señal seno sweep	148
5.4.	Frecuencias de resonancia desde diferentes sensores en la sección-I	154
5.5.	Respuesta de diferentes secciones-I al ser excitadas con un ruido blanco	157
6.	Artificial damage detection on I-sections	159
6.1.	Artificial damage	159
6.2.	Boundary conditions set-up	161
6.3.	Vibration test set-up	162
6.4.	Experimental results	163
7.	Damage detection on I-sections subjected to cyclic loads	173
7.1.	Boundary conditions set-up	174
7.2.	Pattern of cyclic loading	176
7.3.	Vibration tests	176
7.4.	Mechanical damage index ID	179
7.4.1.	Decomposition of the load-displacement ($V - \delta$) curves	179
7.4.2.	Evaluation of mechanical damage through an energy-based index ID	181
7.5.	Experimental results of vibration test	181
7.6.	Correlation between the indexes ID and AID	184

8. Detección de daño en secciones-I sujetas a cargas sísmicas	187
8.1. Descripción del experimento	188
8.2. Historias de carga aplicada	191
8.3. Instrumentación de los disipadores	193
8.4. Ensayos de vibraciones	196
8.5. Resultados	198
9. Resultados y conclusiones	211
Bibliografía	222

Índice de figuras

1.1. Edificio derruido en el barrio de Las Viñas tras el terremoto que afectó Lorca. EFE	3
1.2. Mapa de riesgo sísmico de España [40]	4
1.3. Esquema del disipador WPD	5
1.4. Deformación de la sección-I	7
2.1. Clasificación de los sistemas de control estructural	17
2.2. Efectos de un sismo sobre un edificio convencional y con aislamiento de base	20
2.3. Ejemplos de algunos aisladores de base HDR (izquierda) y LBR (derecha)	20
2.4. Ejemplos de amortiguadores de masa sintonizados	21
2.5. Ejemplos de disipadores tipo IHI	22
2.6. Ejemplos de disipadores tipo TLD	23
2.7. Configuración básica de una estructura con sistemas de control pasivo	23
2.8. Disipadores de fluido viscoso	24
2.9. Formas de instalación del disipador de fluido viscoso	25
2.10. Ejemplos de disipadores de fluido viscoso	25
2.11. Amortiguador HiDAM de la empresa Kajima Corporation	26
2.12. Prefectura de Kanagawa con disipadores HiDAM	26
2.13. Tipos de amortiguadores de fluido viscoso Taylor Devices Inc	27
2.14. Disipadores visco-elásticos sólidos	27
2.15. Instalación de un disipador viscoelástico	28
2.16. Disipadores visco-elásticos 3M	28
2.17. Esquema y aplicación del disipador visco-elástico SAVE	29
2.18. Actuación de un disipador V-SAVE	30
2.19. Esquema y comportamiento histerético de un disipador de fricción	30
2.20. Amortiguadores por fricción Pall	31
2.21. Ejemplos de edificios con amortiguadores Sumitomo Rubber Ltd	32
2.22. Disipadores metálicos	32
2.23. Disipador BRB	33
2.24. Campus UC Davis EE.UU.	34
2.25. Disipador ADAS y su instalación	34
2.26. Disipador TADAS	35
2.27. Disipador en el muro	36
2.28. Disipador Honeycomb Damper System (HDS)	36
2.29. Steel Slit Damper	37
2.30. Web Plastifying Damper Brace	37
2.31. Detalles del elemento disipador Sección-I	38
2.32. Detalles de la unión entre las secciones I y las barras auxiliares	38
2.33. Deformación a flexión de la sección-I del disipador WPD	39
2.34. Curva carga-desplazamiento	40

2.35. Capacidad límite última de disipación de energía del disipador WPD	41
2.36. Instalación de disipadores WPD en una estructura	41
3.1. Clasificación de los métodos estadísticos para la detección del daño	55
3.2. Representación general de un sistema	57
3.3. Respuestas del sistema al ser excitado con señales aleatorias	58
3.4. fdp para la variable aleatoria $Y[t]$ para un instante de tiempo t	59
3.5. fdp para el vector de variables aleatorias \mathbf{Y} en dos instantes de tiempo t_1 y t_2	59
3.6. Gráficas para una señales de ruido blanco y vibraciones estacionaria	62
3.7. Representación de un sistema ideal con excitación no observable	63
3.8. Sistema con excitaciones y respuestas observables	64
3.9. fdp bivariable para $X[t]$ y $Y[t]$ en dos instantes de tiempo t_1 y t_2	65
3.10. Relación de los momentos estadísticos entre las señales $x[t]$ y $y[t]$ para un sistema sin ruido	67
3.11. Esquema que un sistema con ruido	68
3.12. Distribución de la variable aleatoria de medias estimadas $\hat{\mu} = [\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \dots, \hat{\mu}_s]$	69
3.13. Distribución normal de la variable aleatoria de medias estimadas $\hat{\mu} = [\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \dots, \hat{\mu}_s]$	70
3.14. Ventaneo realizado para el cálculo de la PSD estimada mediante el método de Welch	71
3.15. Función densidad de probabilidad chi-cuadrado con $2K$ grados de libertad	73
3.16. Función densidad de probabilidad gaussiana para la magnitud de la FRF estimada	74
3.17. Esquema de los métodos estadísticos de series de tiempo para la detección del daño	75
3.18. Esquema general de un sistema de detección y estimación del daño	77
3.19. fdp para la media estimada desde los datos $d[t]$ disponibles bajo H_o	78
3.20. Representación de las PSD estimadas para una estructura sana y de inspección	80
3.21. pdf f-central para el estadístico-F bajo H_o	81
3.22. Magnitudes de FRF estimadas para una estructura sana y de inspección	82
3.23. fdp normal del estadístico Z bajo H_o	83
4.1. Esquema de conexiones del equipo de medida	86
4.2. Diagrama de bloques del sistema de medida implementado	87
4.3. Transductores piezoeléctricos en el sistema de medida	88
4.4. Efecto piezoeléctrico	89
4.5. Cerámicas piezoeléctricas	90
4.6. Proceso de polarización	91
4.7. Estructura cristalina Perovskita	91
4.8. Diferentes tipos comerciales de cerámicas PZT	93
4.9. Diferentes tipos de zumbadores	94
4.10. Sensores PZT de Laboratorio	94
4.11. Diagrama de Bode en magnitud y fase de los buzzers en baja frecuencia $[0-1000]$ Hz	95
4.12. Diagrama de Bode en magnitud y fase de los buzzers para el ancho de banda completo	95
4.13. Sensores $PI^{\text{®}}$ Ceramic	96
4.14. Sensores $PI^{\text{®}}$ Ceramic PRYY+0842 y PRYY+0220	97
4.15. Respuesta en frecuencia de los sensores PRYY+0842 y PRYY+0220 a bajas frecuencias	98
4.16. Respuesta en frecuencia de los sensores PRYY+0842 y PRYY+0220 en todo el ancho de banda	98
4.17. Gráficas características para la cerámica PIC 151 dadas por el fabricante	99
4.18. Capas de un sensor piezofilm DT1	101
4.19. Efecto piezoeléctrico del piezofilm	102
4.20. Sensores piezofilm de la empresa Measurement SPECIALTIES	105
4.21. Sensores piezofilm serie DT	105
4.22. Sensores piezofilm serie FDT:FLDT1-52 k y FLDT1-28 k W/adh-F	107

4.23.	108
4.24.	108
4.25. Esquema del sistema de medida en la etapa de excitación	109
4.26. Amplificador lineal piezoeléctrico EPA 104	109
4.27. Curvas de V_p Vs. frecuencia de una carga capacitiva conectadas al EPA104	111
4.28. Montaje experimental para la caracterización del amplificador EPA 104	111
4.29. Caracterización de la tensión de salida del amplificador EPA 104 a diferentes tensiones de entrada en función de la frecuencia para una carga de 2.7mF	112
4.30. Ganancia del amplificador EPA 104 en escala lineal en función de la frecuencia	112
4.31. Esquema del sistema de medida en la etapa de respuesta	113
4.32. Instrumentación de un sensor PZT	114
4.33. Instrumentación de las secciones-I del disipador WPD	114
4.34. Instrumentación de las secciones-I del disipador WPD con sensores piezofilm	115
4.35. Interfaz de adaptación entre las terminales de cuatro sensores y el conector RJ-45 para la conexión con el cable S/FTP	116
4.36. Interfaz de adaptación entre cable S/FTP y cable coaxial	116
4.37. Circuito esquemático del módulo de amplificación diferencial	118
4.38. Circuito de amplificación diferencial	119
4.39. Apantallamiento de cables	120
4.40. Blindaje y puesta a tierra de interfaces de conexión y equipos electrónicos	121
4.41. Concentrador de tierras	121
4.42. Puesta a tierra	122
4.43. Equipo PULSE 3560-B de Bruel & Kjaer	123
4.44. Red LAN para un sistema multicanal con varios módulos PULSE	124
4.45. Sistema CoCo-80 de Crystal Instruments	124
4.46. Red LAN entre módulos CoCo-80	125
4.47. Diagrama del sistema de medida de vibraciones (Parte 1)	126
4.48. Diagrama del sistema de medida de vibraciones (Parte 2)	126
5.1. Curva de esfuerzo/deformación típica del acero [49]	128
5.2. Dimensiones nominales de una sección-I (todas las medidas están en mm) [29]	130
5.3. Modelo de la placa como elemento lineal tipo viga biempotrada	131
5.4. Modos propios de vibración de una placa de acero 5x90x114 mm biempotrada obtenidos mediante FEM con el programa ANSYS 12	135
5.5. Modos propios de vibración de una sección-I biempotrada obtenidos mediante simulación con elementos finitos con el programa ANSYS 12	136
5.6. Esquema de un ensayo de vibraciones sobre la sección-I	137
5.7. Posiciones de los transductores piezoeléctricos en la sección-I, a) posición del actuador, b) posición del los sensores	138
5.8. Fotografías del experimento	138
5.9. Martillo de impacto	139
5.10. Excitación impulsiva con martillo de impacto	140
5.11. Respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto registrada por el sensor S1	141
5.12. Densidad espectral de potencia normalizada y en escala lineal de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto	141
5.13. Densidad espectral de potencia en dB de la señal respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto	142
5.14. Excitación impulsiva sintética reproducida por el generador	143
5.15. Respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética	143

5.16. Densidad espectral de potencia de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética	144
5.17. Señal impulsiva sintética con ligera amplitud	144
5.18. Densidad espectral de potencia (dB) de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética mal diseñada	145
5.19. Excitación con ruido blanco	145
5.20. Respuesta de la sección-I a la perturbación con ruido blanco	146
5.21. Densidad espectral de potencia de la respuesta de la sección-I a una excitación con ruido blanco	146
5.22. Densidad espectral de potencia en escala lineal de la respuesta de la sección-I ante varias excitaciones	147
5.23. Densidad espectral de potencia (dB) de la respuesta de la sección-I ante varias excitaciones	147
5.24. Señal seno sweep con barridos desde 10 a 1000 Hz	148
5.25. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 0 a 1 kHz	149
5.26. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 1 a 2 kHz	149
5.27. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 2 a 3 kHz	149
5.28. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 3 a 4 kHz	149
5.29. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 4 a 5 kHz	150
5.30. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 5 a 6 kHz	150
5.31. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 6 a 7 kHz	150
5.32. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 7 a 8 kHz	151
5.33. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 8 a 9 kHz	151
5.34. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 9 a 10 kHz	151
5.35. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 10 a 11 kHz	151
5.36. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 11 a 12 kHz	152
5.37. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 12 a 13 kHz	152
5.38. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 13 a 14 kHz	152
5.39. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 14 a 15 kHz	152
5.40. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 15 a 17 kHz	153
5.41. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 17 a 19 kHz	153
5.42. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 19 a 20 kHz.	153
5.43. Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 20 a 21 kHz	154
5.44. Densidad espectral de potencia en escala lineal de las vibraciones registradas por los 4 sensores de la sección-I tras ser excitada con una señal de ruido blanco	154
5.45. Densidad espectral de potencia en escala logarítmica de las vibraciones registradas por los 4 sensores de la sección-I tras ser excitada con una señal de ruido blanco	155
5.46. Densidad espectral de potencia desde el sensor S1 para las vibraciones de cinco secciones-I tras ser excitadas con una señal de ruido blanco	158
5.47. Zoom de las densidades espectrales en diferentes anchos de banda	158
6.1. Typical damage on I-section due to plastic strain concentration	160
6.2. Artificial damage on connection web-flanges made on the I-sections	160
6.3. Detail of artificial damage made on the I-sections	160
6.4. Remaining width, t_r , of the web after the saw-cutting (dimensions in mm)	161
6.5. Boundary conditions for the experiment	161
6.6. Pictures of the experiment	162
6.7. Pictures of instrumented specimen	162
6.8. Undamaged specimen A1 (D_0) at sensor S2	163
6.9. Magnitude of FRF spectra estimated for the undamaged and for the four damage levels obtained from sensor S2	164

6.10.	<i>Relevant bandwidths of the magnitude of FRF spectra estimated from the signal of sensor S2 of specimen A1</i>	165
6.11.	<i>Frequency bands of the magnitude of FRF spectra estimate obtained from sensor S2 of specimen A1</i>	165
6.12.	<i>Magnitude of FRF spectra estimated for all levels of damage ($D_0 - D_4$). Specimen A1, sensor S2 and $BW_2 = [4 - 6]$ kHz</i>	166
6.13.	<i>Graphic representation of the statistics, ξ</i>	166
6.14.	<i>Application of the statistical tests based on the PSD and FRF methods to all the specimens with different levels of damage ($D_0 - D_4$). Specimen A1, sensor S2 and $BW_2 = [4 - 6]$ kHz</i>	167
6.15.	<i>AID obtained for specimen A1 from sensor S2 in the bandwidth $BW_2 = [4 - 6]$ kHz</i>	168
6.16.	<i>AID based on the PSD for all position sensors: Specimen A1 (circular mark) and specimen A2 (star mark) for all sensors, bandwidth $BW_2 = [4 - 6]$ kHz</i>	168
6.17.	<i>AID based on the FRF (bottom) method for all position sensors: Specimen A1 (circular mark) and specimen A2 (star mark) for all sensors-, bandwidth $BW_2 = [4 - 6]$ kHz</i>	169
6.18.	<i>AID based on the PSD for specimen A1: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12, 3 - 13, 7]$ and $BW_6 = [18, 5 - 19, 5]$ kHz</i>	170
6.19.	<i>AID based on the FRF for specimen A1: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12, 3 - 13, 7]$ and $BW_6 = [18, 5 - 19, 5]$ kHz</i>	170
6.20.	<i>AID based on the PSD for specimen A2: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12, 3 - 13, 7]$ and $BW_6 = [18, 5 - 19, 5]$ kHz</i>	171
6.21.	<i>AID based on the FRF for specimen A2: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12, 3 - 13, 7]$ and $BW_6 = [18, 5 - 19, 5]$ kHz</i>	171
7.1.	<i>Set-up of the experiment</i>	174
7.2.	<i>Pictures of the experimental set up</i>	175
7.3.	<i>Dynamic system</i>	175
7.4.	<i>Loading history</i>	176
7.5.	<i>Pattern displacement</i>	177
7.6.	<i>Position of sensors on specimen</i>	177
7.7.	<i>Instrumented specimens</i>	178
7.8.	<i>Typical load-displacement relationship from the cyclic test</i>	179
7.9.	<i>Decomposition of a typical $V - \delta$ curve</i>	180
7.10.	<i>Magnitude of FRF spectra estimated for specimen I4 for all levels of damage, highlighting bandwidths sensitive to damage in a red box</i>	182
7.11.	<i>Detail of four bandwidths sensitive to damage selected from the magnitude of FRF spectra estimated in specimen I4 for the levels of damage $D_0, D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$</i>	183
7.12.	<i>Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 1 and 2 for the specimen I4 and $BW_2 = [4, 4 - 4, 7]$ kHz</i>	183
7.13.	<i>Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 3 and 4 for the specimen I4 and $BW_2 = [4, 4 - 4, 7]$ kHz</i>	184
7.14.	<i>Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 5 and 6 for the specimen I4 and $BW_2 = [4, 4 - 4, 7]$ kHz</i>	184
7.15.	<i>ID versus. AID in frequency bands BW_1 and BW_2</i>	186
7.16.	<i>ID versus AID in frequency bands BW_3 and BW_4</i>	186
8.1.	<i>Partes que forman un disipador WPD y su ensamblaje</i>	189
8.2.	<i>Proceso de ensamblaje de las piezas para formar el disipador WPD</i>	190
8.3.	<i>Disipadores WPD ensamblados</i>	190
8.4.	<i>Detalle de la fijación del disipador WPD a la chapa de sujeción entre los nudos viga-pilar de la estructura principal del edificio</i>	191

8.5.	<i>Esquema de la estructura indicando la posición de las cinco secciones-I instrumentadas</i>	192
8.6.	<i>Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 100 %</i>	192
8.7.	<i>Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 200 %</i>	193
8.8.	<i>Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 300 %</i>	193
8.9.	<i>Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 350 %</i>	194
8.10.	<i>Secciones-I del disipador WPD instrumentadas</i>	194
8.11.	<i>Detalle de la instrumentación piezoeléctrica de los disipadores WPD</i>	195
8.12.	<i>Detalle de la conexión de los sensores PZT con la interfaz entre los terminales de los sensores y el cable S/FTP</i>	196
8.13.	<i>Imágenes de los disipadores WPD con secciones-I instrumentadas con sensores PZT instalados sobre la estructura porticada</i>	196
8.14.	<i>Imagen de la estructura provista con disipadores sobre la mesa sísmica al fondo y el equipo usado para los ensayos de vibraciones en primer plano</i>	197
8.15.	<i>Magnitud en dB de la estimación de la Función de Respuesta en Frecuencia (FRF) obtenida para las señales de vibraciones de las cinco secciones-I en todo el ancho de banda</i>	198
8.16.	<i>Magnitud en dB de la estimación de la Función de Respuesta en Frecuencia (FRF) obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en todo el ancho de banda</i>	199
8.17.	<i>Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de la sección I1</i>	200
8.18.	<i>Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en el primer ancho de banda BW1</i>	201
8.19.	<i>Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en las altas frecuencias para el ancho de banda BW5</i>	202
8.20.	<i>Curva de ajuste aproximada para el máximo desplazamiento espectral esperado (Δf)</i>	203
8.21.	<i>Magnitud del Z-statistic calculado para dos anchos de banda en la sección I1</i>	206
8.22.	<i>AID calculado para todas las bandas (BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5) para la sección-I1</i>	206
8.23.	<i>AID calculado para todas las bandas (BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5) para las secciones I1, I2, I3 e I4</i>	207
8.24.	<i>AID calculado para todas las bandas (BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5) para la sección-I5</i>	208

Índice de tablas

4.1.	<i>Diferentes tipos comerciales de cerámicas PZT</i>	93
4.2.	<i>Características de los sensores PI[®] Ceramic ensayados</i>	97
4.3.	<i>Propiedades de la cerámica PIC 151 de PI[®] Ceramic</i>	100
4.4.	<i>propiedades de un piezofilm y una cerámica PZT</i>	104
4.5.	<i>Características generales de los sensores piezofilm serie DT</i>	105
4.6.	<i>Características piezoeléctricas de los sensores piezofilm serie DT</i>	106
4.7.	<i>Características generales de los sensores piezofil serie FDT</i>	107
4.8.	<i>Características eléctricas del Amplificador EPA 104</i>	110
4.9.	<i>Principales características técnicas del sistema CoCo80</i>	125
5.1.	<i>Constantes geométricas y mecánicas de una placa de acero</i>	134
5.2.	<i>Frecuencias de resonancia mediante métodos analítico, numérico y experimental (Parte a) (valores dados en Hz)</i>	156
5.3.	<i>Frecuencias de resonancia mediante métodos analítico, numérico y experimental (Parte b) (valores dados en Hz)</i>	157
6.1.	<i>Levels of damage induced in specimens A1 and A2</i>	161
7.1.	<i>Eigen-frequencies (kHz) of the undamaged specimens</i>	178
7.2.	<i>Values of the index of damage ID</i>	181
7.3.	<i>Values of index AID</i>	185
8.1.	<i>Relación del nivel de daño con el porcentaje de magnitud de las cargas sísmicas soportadas</i>	189
8.2.	<i>Relación de las frecuencias para D_0 y D_6 de las secciones I_{3c} e I_{4c} (en Hz)</i>	202
8.3.	<i>Relación de los anchos de banda seleccionados para BW_1 y cada sección-I</i>	204
8.4.	<i>Relación de los anchos de banda seleccionados para BW_2 y cada sección-I</i>	204
8.5.	<i>Relación de los anchos de banda seleccionados para BW_3 y cada sección-I</i>	204
8.6.	<i>Relación de los anchos de banda seleccionados para BW_4 y cada sección-I</i>	205
8.7.	<i>Relación de los anchos de banda seleccionados para BW_5 y cada sección-I</i>	205

Capítulo 1

Introducción

1.1. Los disipadores WPD

España es un país de sismicidad baja a moderada que se ha visto afectado por terremotos de cierta severidad a lo largo de la historia. El caso más reciente y grave fue el ocurrido en Lorca, Murcia (Mayo 2011), donde alrededor de un 80 % de las viviendas resultaron dañadas y más de mil tuvieron que ser demolidas [6]. Sin embargo, a pesar de la gran cantidad de viviendas dañadas, sólo un edificio colapsó durante el terremoto, gracias a lo cual el número de víctimas mortales no superó la decena [51]. La Figura 1.1 muestra la fotografía de un edificio derruido en el barrio de las Viñas después del terremoto que afectó la ciudad de Lorca.



Figura 1.1: *Edificio derruido en el barrio de Las Viñas tras el terremoto que afectó Lorca. EFE*

Dentro de España, Andalucía es una de las zonas de mayor sismicidad aunque la mayoría de movimientos sísmicos pasan inadvertidos por su baja intensidad. Sólo uno de cada cien es sentido por los habitantes. Las provincias con mayor riesgo sísmico son Granada y Almería [40] como se puede ver en la Figura 1.2.



Figura 1.2: Mapa de riesgo sísmico de España [40]

Una de las formas de mitigar la pérdida de vidas humanas y disminuir los daños materiales es la reducción de los niveles de vulnerabilidad sísmica de las construcciones situadas en dichas zonas. La mayoría de países con elevado riesgo sísmico cuentan con rigurosas normas de edificación que regulan el proyecto de las construcciones para que tengan un nivel de resistencia adecuado frente a terremotos. El control de la respuesta de las edificaciones ante eventos sísmicos intensos es uno de los temas más complejos en la ingeniería estructural, aunque a su vez, una necesidad para la seguridad de las edificaciones y sus usuarios.

El proyecto sismorresistente convencional se basa en los conceptos de ductilidad, redundancia estructural y capacidad de los elementos que forman la estructura primaria de la construcción (vigas y pilares en el caso de estructuras porticadas) para disipar energía mediante deformaciones plásticas [14]. Sin embargo, esto permitir deformaciones plásticas en los elementos primarios de la estructura, implica admitir daños estructurales después del terremoto cuya localización y reparación puede ser muy costosa, y conducir a la demolición del edificio.

En la última década, el nuevo paradigma del *Proyecto Basado en Prestaciones* (PBP), *Performance Based Design*, ha ido ganando protagonismo en el proyecto sismorresistente de estructuras, y constituye actualmente el marco en el que se está desarrollando la ingeniería sísmica. El PBP permite al profesional controlar el nivel de daño tolerado en la estructura principal para cada nivel de peligrosidad sísmica [34]. El PBD constituye el marco de referencia en el cual se están actualizando los códigos sísmicos de muchos países en los últimos años, y ha propiciado un auge en las investigaciones para el desarrollo de elementos y de sistemas de estructuras sismorresistentes avanzados o innovativos. Estos sistemas tratan de proporcionar capacidad de disipación de energía global a la estructura, y al mismo tiempo proteger frente al daño a los elementos estructurales primarios encargados de soportar las cargas gravitatorias, y a los elementos no estructurales. Uno de los sistemas innovativos de control de la respuesta de las estructuras sometidas a terremotos son las estructuras con disipadores de energía o con amortiguadores de masa, o las estructuras con aislamiento de base [38], [14]. Entre los distintos tipos de disipadores de energía existentes, los llamados histeréticos, basados en la deformación plástica de metales se encuentran entre los más populares por su buena relación eficacia-coste.

En la Universidad de Granada, el equipo de investigación liderado por el Dr. A. Benavent-Climent, ha venido trabajando en los últimos años en el desarrollo de disipadores de energía de tipo histerético de bajo coste, adecuados para las demandas de disipación de energía de regiones de sismicidad moderada como el sur de España. Uno de los resultados de estas investigaciones ha sido la patente del disipador de energía histerético denominado WPD, conocido así por sus siglas en inglés, *Web Plastifying Damper* [11], cuyo funcionamiento sobre diferentes tipologías estructurales ha sido investigado dentro del Proyecto de Excelencia TEP-07-2610 de la Junta de Andalucía, en el marco del cual se ha desarrollado la presente Tesis Doctoral [8]. La Figura 1.3 muestra un esquema de este disipador y su ubicación dentro de un edificio.

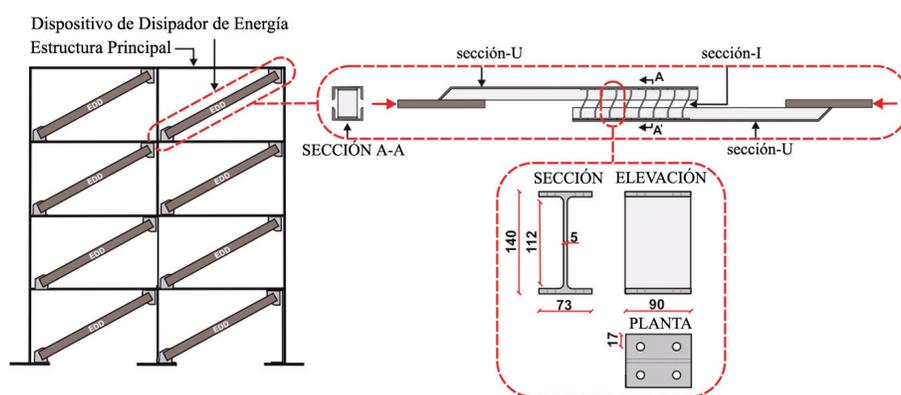


Figura 1.3: Esquema del disipador WPD

El disipador de energía WPD está actualmente en explotación en España y en el extranjero por la empresa andaluza HELIOPOL (empresa constructora del Grupo Rusvel), la cual desarrolla proyectos de implementación de la tecnología de disipadores WPD en la ciudad de Granada.

Los disipadores de energía WPD forman parte de los denominados sistemas de control pasivo [38], [14]. Además de contribuir a la resistencia y rigidez lateral de la estructura, el principal objetivo de los disipadores de energía es dotarla de una elevada capacidad de disipación de energía, que permita controlar su respuesta ante cargas dinámicas de origen sísmico. Los disipadores de energía limitan o eliminan el daño sufrido por la estructura principal del edificio, y reducen los desplazamiento entre plantas. Las estructuras con disipadores de energía se componen de una estructura primaria encargada de soportar las cargas gravitatorias mientras el edificio se desplaza lateralmente, y de una serie de mecanismos trabajando en paralelo con la estructura primaria, que se encargan de disipar la mayor parte de la energía introducida por el terremoto [12]. De esta forma, el daño estructural causado por el sismo se concentra en los propios disipadores de energía (los cuales pueden ser fácilmente sustituidos), protegiendo de esta forma al resto de la construcción (el pórtico principal) [22].

Los disipadores pasivos de energía son ampliamente utilizados debido a su eficiencia y a que no requieren de una fuente de alimentación externa para funcionar. Su bajo coste los convierte en una solución susceptible de uso masivo, y pueden ser usados tanto en el diseño de estructuras nuevas como en la rehabilitación sísmica de estructuras existentes [19], [78], [73], [74].

Los disipadores WPD hacen uso de las propiedades histeréticas y de deformación plástica del acero. Básicamente están compuestos de varios segmentos cortos de perfiles estructurales doble T (o perfil I o H) de acero, denominados de forma abreviada secciones-I en esta Tesis, que se ensamblan sobre dos barras auxiliares del mismo material. Las secciones-I constituyen el elemento donde se disipa propiamente la energía, mientras que las barras funcionan sólo como elementos encargados de conectar y transmitir las cargas laterales desde la estructura principal a los segmentos de sección-I.

La disipación de energía se produce cuando el alma de las secciones-I del disipador WPD se deforma plásticamente al ser sometida a desplazamientos impuestos relativos entre las alas [11]. Los disipadores de energía pueden emplearse para soportar terremotos moderados o severos [1], [78], y pueden proyectarse para que bajo estos niveles de demanda sísmica la estructura principal del edificio provisto con disipadores WPD pueda permanecer dentro del rango elástico (es decir, sin daños) y la mayor parte de la energía introducida por el sismo sea disipada a través de las deformaciones plásticas en los disipadores [33], [9], como se muestra en la Figura 1.4.

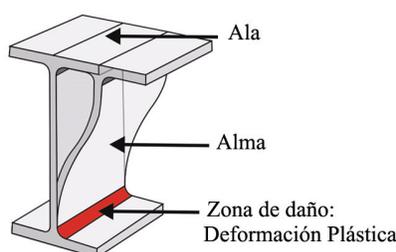


Figura 1.4: *Deformación de la sección-I*

Al contrario de otras tecnologías de control pasivo que requieren elevada precisión en su fabricación y/o un cuidado riguroso en la elección los materiales, el disipador WPD se caracteriza por la sencillez de su diseño, y en emplear como componentes principales segmentos de perfiles estructurales de acero de uso convencional en construcción, lo que se traduce en un coste de fabricación bajo. Adicionalmente, después de uno o varios sismos de elevada magnitud, los segmentos de perfiles de sección-I pueden llegar a agotar su capacidad última de disipación de energía, en cuyo caso son fácilmente reemplazables.

1.2. Motivación de esta investigación y estado del arte

Es muy probable que durante la vida útil de una estructura provista con disipadores WPD y situada en una zona sísmica, ésta se vea sometida a varios terremotos moderados que pueden inducir algún nivel de deformación plástica (daño) en las secciones-I. Estas moderadas demandas de deformación plástica por lo general no agotan la capacidad última de disipación de energía del elementos por lo que no sería necesario reemplazar el disipador siempre y cuando su nivel de daño y la proximidad a la rotura puedan ser evaluados de forma fiable.

Los daños sufridos por las secciones-I se concentran en un área bien identificada que es la unión del alma con las alas de la sección-I [65], [67]. Este daño consiste en deformaciones plásticas y fisuraciones que reducen las secciones y generan cambios de rigidez. Sin embargo, una simple inspección visual no es suficiente para detectar el daño o la proximidad de la sección-I a la rotura. El daño causado por la deformación plástica del acero no es visible hasta que el elemento se encuentra en su etapa final. De la posibilidad de detectar y cuantificar de forma fiable el daño en los disipadores dependerá la decisión de sustituirlos o no por otros nuevos, lo cual tiene consecuencias económicas importantes, y sobre todo afecta a la seguridad del edificio y de las personas que lo ocupan.

En la literatura existen varios trabajos sobre índices de daño mecánicos basados en las aproximaciones clásicas de Manson, Coffin y la regla de Miner, que se emplean para determinar los niveles de daño en elementos metálicos sometidos a cargas cíclicas de bajo o alto ciclaje [13]. Otras investigaciones más recientes han evaluado el daño y la proximidad

a la rotura de elementos de acero sometidos a cargas cíclicas arbitrarias [11] a partir del análisis de la curva fuerza-desplazamiento. Benavent-Climent propuso un índice de daño mecánico, ID, para elementos de acero que es aplicable a los segmentos de secciones-I que forman el disipador WPD, y que se basa en descomponer las curvas fuerza-desplazamiento y la energía de deformación plástica disipada en dos partes conocidas como parte del esqueleto y parte Bauschinger. De esta forma es posible predecir la cantidad total de energía que este es capaz de disipar hasta la rotura [11].

Sin embargo, la medición de la fuerza y el desplazamiento de las secciones-I, necesarias para el cálculo del ID, requiere la instalación de una costosa instrumentación (células de carga o galgas extensiométricas, transductores de desplazamiento, etc.) sobre los disipadores WPD [67] [66]. Esta costosa instrumentación no está justificada para acciones de tipo sísmico, cuya probabilidad de ocurrencia es muy baja.

Existen métodos alternativos para la evaluación del estado físico de una estructura que también permiten la detección y evaluación de su daño. Entre ellos se encuentran las pruebas no destructivas NDT (*Non Destructive Testing*), y los métodos de vigilancia estructural SHM (*Structural Health Monitoring*). Los métodos SHM son generalmente empleados en los sectores civil, mecánico y aeroespacial [20]. Dentro de ellos, el daño es entendido como cualquier cambio en las propiedades dinámicas de la estructura, en su geometría y/o en sus condiciones de contorno, que puedan afectar negativamente a su rendimiento. Entre los métodos NDT se encuentran los métodos de emisión acústica, campos magnéticos, métodos radiográficos y térmicos, etc. Estos métodos requieren de instrumentación delicada y costosa, y habitualmente precisan que el sistema inspeccionado se encuentre accesible. En contraste con los métodos NDT, los métodos SHM utilizan sensores de bajo coste los cuales se asume que estarán adheridos permanentemente a la estructura, trabajando durante toda su vida útil [20].

Los métodos y técnicas SHM se basan en la observación y evaluación de los registros (señales) recogidos por los sensores instalados en la estructura, tanto las señales de excitación como de su respuesta dinámica a lo largo del tiempo.

De estas señales se deben extraer características sensibles al daño, la cuales, con un adecuado análisis estadístico posterior, permitan detectar y cuantificar el daño.

El daño sufrido por los segmentos de sección-I que forman un disipador WPD cuando se somete a acciones dinámicas, provoca cambios en sus propiedades físicas (fundamentalmente amortiguamiento y rigidez) modificando a su vez sus propiedades dinámicas de vibración (frecuencias de resonancia, modos propios y coeficientes de amortiguamiento). Así pues, el método de vibraciones se basa en el principio físico de que los cambios en las propiedades físicas de la estructura, producen cambios en su respuesta vibracional [68]. Éste método se basa en la correlación entre los cambios en la respuesta de vibración de la estructura y la presencia del daño [25], [27].

En la literatura existen multitud de trabajos sobre técnicas de análisis de series temporales de vibración para la detección y evaluación de daño en estructuras y materiales [32], [72], [52], [26], [31], pero hasta ahora ninguna de estas técnicas se ha aplicado para evaluar el nivel de daño en disipadores histeréticos, a través de la comparación o correlación con índices de daño mecánicos. En esta Tesis Doctoral se aborda por primera vez esta aplicación.

Mediante el método y técnicas de vibraciones, los daños en las secciones-I pueden ser detectados realizando una evaluación con un procesamiento adecuado de las señales de excitación y/o respuesta, según el modelo de estimación empleado [65]. Las señales de vibraciones pueden ser capturadas con sensores piezoeléctricos adheridos a la estructura. Estos sensores son dispositivos, en general de bajo coste, que pueden ser utilizados tanto para excitar las secciones-I como para medir su respuesta. El uso de piezoeléctricos fijados de modo permanente sobre las secciones-I del disipador WPD proporciona una solución económica y práctica de instrumentación, y permitiría realizar pruebas sencillas de vibración para evaluar el nivel de daño estructural con estrategias de monitorización de la salud estructural, del tipo SHM, cuando el usuario lo desee.

Debido a que las señales de vibración registradas de las secciones-I son señales de naturaleza aleatoria, los procesos para analizar estas señales deben ser de tipo estocástico, es decir, deben basarse en funciones de probabilidad, razón por la cual se denominan métodos estadísticos de vibraciones [30]. Según el modelo estimado mediante las señales, los métodos estadísticos de vibraciones pueden ser paramétricos (basados en modelar la señal temporal por funciones paramétricas) o no-paramétricos. Los métodos no paramétricos tienen la ventaja de tener un nivel de complejidad menor, por lo que requieren un menor coste computacional. Su principal desventaja es que al ser más generales, su precisión es menor. Estos métodos se basan generalmente en modelos en el dominio de la frecuencia. Entre los métodos no paramétricos se encuentran la densidad espectral de potencia, PSD, la función de respuesta en frecuencia, FRF, o la función de coherencia [30].

Los métodos estadísticos no paramétricos de vibraciones se basan en comparaciones cuantitativas entre la respuesta de vibración del elemento estructural inspeccionado (para el cual el daño es desconocido) y la respuesta de vibración de un elemento sano utilizado como línea de base [30]. Estos métodos incorporan una prueba estadística para la detección del daño, es decir, determinar si el elemento está sano o no (Nivel 1 en SHM); determinar la ubicación del daño (Nivel 2 de SHM), lo cual no es relevante en esta investigación ya que se conoce que el daño se acumula en las uniones alma-ala de la sección-I; determinar el tipo de daño (Nivel 3 de SHM), que también es conocido y es debido a la plastificación del acero; y finalmente determinar la magnitud del daño (Nivel 4 de SHM) o estimación del daño, lo cual también es importante en esta investigación para determinar la proximidad a la rotura del disipador. Por tanto, en nuestra aplicación nos centraremos solo en los Niveles 1 y 4.

Los métodos estadísticos de series temporales tienen la ventaja sobre otros métodos de que no requieren un conocimiento detallado de las bases físicas del comportamiento de la estructura ni requieren implementar modelos de elementos finitos o simulaciones, ya que son suficientes las estimaciones de los modelos realizados con las señales de excitación y respuesta del elemento estructural [72]. Además, hacen una cobertura global del elemento estructural permitiendo la reducción de costes y de tiempo en la evaluación del daño ya que posibilitan que el proceso se realice de forma rápida, automática y continua [70]. Estas ventajas, sumadas a su bajo coste de implementación, los hacen recomendables en la detección del daño de disipadores de energía instalados en edificaciones.

1.3. Objetivos de esta investigación

El objetivo final de la línea de investigación que ha comenzado con esta Tesis Doctoral es implementar y validar un sistema de vigilancia de salud estructural basado en las señales de vibración de las secciones-I de los disipadores WPD, a fin de detectar y estimar el nivel de daño en el disipador al ser sometido a cargas dinámicas de origen sísmico y poder así, dictaminar la necesidad o no de su reemplazo.

Para alcanzar este objetivo principal, los objetivos específicos abordados en esta Tesis Doctoral han sido:

1. Desarrollar e implementar un sistema de medida electrónico que permita la adquisición de los datos de las señales de vibraciones y que sea robusto frente al ruido eléctrico y las interferencias electromagnéticas.
2. Desarrollar e implementar los algoritmos de procesado de datos y los métodos estadísticos de vibraciones no paramétricos para la detección y estimación del daño.
3. Realizar ensayos de laboratorio para provocar los diferentes tipos y niveles de daño sobre los segmentos de perfiles de acero de sección-I que forman el disipador.
4. Realizar ensayos de vibraciones sobre las secciones-I para cada nivel y en cada uno de los tipos de daño realizados.
5. Analizar las señales de vibraciones mediante los algoritmos desarrollados.
6. Proponer un índice de daño basado en las vibraciones y correlacionarlo con un índice de daño mecánico para lograr una estimación fiable del estado del disipador y su proximidad a la rotura.

1.4. Justificación de la investigación

La principal ventaja de los métodos de SHM sobre otros métodos de monitorización de daño, es que permiten un conocimiento rápido y en tiempo real de la salud de una estructura tras un evento extremo como pueden ser fuertes vientos, explosiones o sismos, en el caso de edificios. Al contrario de otras técnicas, las técnicas basadas en vibraciones no requieren accesibilidad al elemento estructural inspeccionado, es decir, la evaluación se puede realizar de forma remota.

La mayoría de los trabajos con análisis de vibraciones en el ámbito de SHM tratan los casos de vigas, placas, puentes, plataformas marinas, estructuras civiles y aeroespaciales y materiales compuestos [32], [72], [20], [52], [26], [31]. Sin embargo, hasta la fecha no se han encontrado trabajos previos o publicaciones de otros autores sobre la aplicación de este método y técnicas para detección de daño en disipadores de energía de tipo histerético.

Por otro lado, la detección fiable del daño en los disipadores de energía WPD a partir del análisis de las curvas fuerza-desplazamiento medidas durante la acción sísmica requeriría el empleo de una costosa y aparatosa instrumentación fijada al disipador, que no estaría justificada económicamente dada la baja probabilidad de ocurrencia de terremotos severos.

La técnica de diagnóstico del daño en los disipadores a partir de ensayos de vibraciones que se aborda en esta Tesis Doctoral requiere el empleo de sensores piezoeléctricos de pequeñas dimensiones y bajo coste que pueden quedar instalados en el disipador durante su fabricación. Su uso evitaría inspecciones costosas sobre la salud de los disipadores después de un terremoto, y de sustituciones innecesarias. En definitiva, el sistema de detección de daño basado en vibraciones que se propone en esta Tesis Doctoral permitiría reducir el tiempo y los costes de mantenimiento de la estructura del edificio tras un movimiento sísmico. Todo ello justifica sobradamente a nuestro juicio el desarrollo de esta investigación.

1.5. Marco de la investigación

Esta Tesis Doctoral ha estado financiada por la Junta de Andalucía, formando parte del Proyecto de Excelencia P07-TEP- 02610 denominado “Desarrollo e implementación de la tecnología de los disipadores de energía aplicada al control del daño en construcciones sometidas a terremotos, y su evaluación mediante técnicas avanzadas de tratamiento de señales (DIDETS)” [8] cuyo investigador principal es el Dr. Amadeo Benavent Climent, y en el que participa también el Dr. Antolino Gallego Molina. Es además este proyecto el que ha financiado la Beca/Contrato de Formación del Personal Investigador que he disfrutado durante el periodo 2008-2012.

1.6. Organización de la Tesis Doctoral

La Memoria que se presenta está organizada de la siguiente forma:

En el **Capítulo 2** se presenta una revisión bibliográfica del estado del arte de los sistemas de control estructural y de los sistemas de control pasivo. Además se describen los disipadores de energía histeréticos tipo WPD, sus características mecánicas, los elementos que lo componen, y los segmentos de perfiles de sección-I que son en sí mismos los que disipan la energía sísmica mediante deformaciones plásticas.

En el **Capítulo 3** se presenta la revisión bibliográfica del estado del arte sobre los métodos de monitorización de la salud estructural, SHM, describiendo principalmente los métodos estadísticos de vibraciones, concentrándose en los modelos no paramétricos basados en la densidad espectral de potencia y la función de respuesta en frecuencia.

El **Capítulo 4** describe el sistema de medida electrónico desarrollado para la adquisición de las señales de vibraciones. En él se detallan los diferentes tipos de transductores piezoeléctricos, cableado, cajas de conexión e interfaces, equipos de generación de señales y adquisición de datos y el apantallamiento, conexiones realizadas y puesta a tierra de todo el sistema para evitar las interferencias electromagnéticas y el ruido eléctrico, dando así robustez al sistema de medida frente al ruido.

En el **Capítulo 5** se presentan los resultados de la caracterización realizada sobre las secciones-I sin daño. Aquí se describen las características físico-mecánicas de las secciones-I y se describe su comportamiento dinámico mediante modelos teóricos (analíticos y numéricos con elementos finitos) y ensayos de vibraciones con diferentes tipos de excitación, con los que se encontraron las frecuencias y modos propios de la sección-I y que posteriormente se compararon con las frecuencias obtenidas experimentalmente con los ensayos de vibraciones sobre varias secciones-I.

En el **Capítulo 6** se describen y se presentan los resultados de aplicar los métodos estadísticos de vibraciones basados en la PSD y la FRF en ensayos sobre secciones-I con daño artificial instaladas sobre un montaje experimental que simula las condiciones reales de empotramiento sobre los disipadores WPD. Los daños consistieron en cortes de diferente profundidad en la zona donde las secciones-I sufren daño al ser sometidas a deformaciones impuestas. Adicionalmente, en este capítulo se propone el índice de daño basado en vibraciones, llamado AID.

En el **Capítulo 7** se describen y presentan los resultados de aplicar los métodos estadísticos basados en la FRF a las señales obtenidas de diversas secciones-I. Los niveles de daño se provocaron con cargas cíclicas cuasi-estáticas realizadas directamente sobre las secciones-I instaladas en el mismo set-up usado en los ensayos del Capítulo 6. Los diferentes niveles de daño caracterizados con el índice AID se correlacionaron con un índice de daño mecánico ID propuesto en investigaciones anteriores.

El **Capítulo 8** muestra los resultados obtenidos al aplicar los mismos procedimientos de los capítulos anteriores sobre disipadores de energía WPD sometidos a desplazamientos impuestos arbitrarios aplicados de forma dinámica, que simulan terremotos de diferente severidad. Estos desplazamientos se aplicaron a disipadores WPD instalados en una subestructura consistente un pórtico de hormigón armado, que se ensayó con la mesa sísmica del Laboratorio de Mecánica de Estructuras de la Universidad de Granada.

Finalmente, en el **Capítulo 9** se resumen los principales resultados conclusiones obtenidas con este Trabajo de Investigación.

1.7. Trabajo futuro

Uno de los resultados de esta investigación consistió en la generación de una gran base de datos con señales de vibraciones para varias secciones-I con diferentes tipos y niveles de daño. Como continuación de esta Tesis Doctoral se propone el uso de esta base de datos para el desarrollo de nuevos algoritmos de evaluación de daño basados en modelos paramétricos en el dominio del tiempo y sistemas de clasificación, y comparar estos nuevos resultados con los obtenidos en esta Tesis mediante los métodos no paramétricos, en lo relacionado con la capacidad de resolución del daño, su coste computacional y la viabilidad de su posterior implementación electrónica. Estos nuevos algoritmos también serían correlacionados con índices de daño mecánicos para asegurar su fiabilidad a la hora de predecir la proximidad a la rotura del disipador.

Las diferentes pruebas realizadas con varios tipos de sensores, cableado y equipos de medida permitieron obtener un sistema robusto para la adquisición de las señales de vibraciones. Se comprobó que los sensores fijados en la ubicación seleccionada del disipador no se rompen y el sistema no se deteriora cuando los disipadores se ven sometidos a deformaciones plásticas importantes. A este respecto se plantea también como trabajo futuro el desarrollo de un instrumento portátil de inspección para disipadores. Este instrumento estaría integrado tanto por el hardware para inducir las vibraciones y adquirir las señales de respuesta, como por el software con el algoritmo de evaluación de daño basado en los modelos no paramétricos desarrollados. Para este fin se requiere migrar los algoritmos al lenguaje Visual C.NET, para su integración en la plataforma PICOCOM4, y su posterior implementación hardware. De esta forma se desarrollará un prototipo de circuito impreso que controle y analice la inspección de disipadores, que una vez patentado, sirva como primer paso importante hacia un producto industrial de inspección final de disipadores.

Los resultados de esta investigación también mostraron que el mejor desempeño de los algoritmos se obtiene en las altas frecuencias. Sin embargo, el ancho de banda disponible solo alcanzó los 25 kHz. Por ello, y también como trabajo futuro, se plantea el uso de sensores y sistemas de adquisición y generación de señales que permitan obtener señales en frecuencias más elevadas, en el rango de los ultrasonidos (superiores a los 25 kHz), ya que es de esperar que para esas frecuencias los resultados sean mejores. En este sentido, se requiere la optimización de los niveles y tipos de señales de excitación, tipo de sensores y márgenes de frecuencia de trabajo.

Capítulo 2

Sistemas de control pasivo de la respuesta sísmica de estructuras

Cualquier tipo de estructura de ingeniería, ya sea un edificio, puente, barco o avión, se encuentra expuesta a cargas dinámicas que pueden ser de origen natural, como las debidas al viento o a movimientos sísmicos, o artificial como, las producidas de forma controlada en un laboratorio. Estas cargas generalmente varían en intensidad, dirección y posición de forma repentina. Cuando una estructura se encuentra sometida a una carga dinámica, desarrolla fuerzas de tipo inercial y puede sufrir deformaciones que no siempre son proporcionales a la intensidad de la carga [71]. La búsqueda de alternativas que permitieran reducir la vulnerabilidad de las estructuras civiles ante los efectos de las cargas dinámicas, comenzó a ser estudiada a comienzos del S.XX cuando se propusieron los primeros sistemas de control estructural.

Este capítulo presenta una revisión del estado del arte de los sistemas de control estructural, comenzando con un breve repaso histórico general, concentrándose luego en los sistemas de control de respuesta sísmica en edificios, con especial interés en los sistemas de control pasivos. Dentro de este tipo de sistemas de control, se hace referencia principalmente a un disipador histerético denominado WPD, *Web Plastifying Damper*, y su uso en pórticos de hormigón armado. El estudio de la salud estructural SHM (*Structural Health Monitoring*) de este tipo de disipador es el objeto de estudio de esta investigación.

2.1. Los sistemas de control estructural

Los sistemas de control estructural tienen como objetivo controlar la respuesta estructural a fin de disminuir los efectos que las cargas dinámicas ejercen sobre las estructuras, garantizando así comportamientos adecuados en resistencia, rigidez y ductilidad. Los efectos que una carga dinámica tiene sobre una estructura, se encuentran determinados por parámetros dinámicos como la masa, la rigidez y la capacidad de amortiguamiento. La posibilidad de modificar estos parámetros dentro del diseño estructural hace posible controlar los efectos de la carga dinámica sobre la estructura [79].

2.1.1. Evolución histórica

El primer sistema de control estructural se realizó en Japón hace casi un siglo cuando el ingeniero inglés John Milne (1850-1913), profesor de minería y geología en el *Colegio Imperial de Ingeniería de Tokio*, quiso demostrar a sus colegas y alumnos que era posible aislar una estructura para reducir los efectos sobre ella de los movimientos sísmicos. Con este objetivo decidió construir una pequeña casa de madera sobre una especie de rodillos o cojinetes, la cual se convertiría en el primer intento de edificio antisísmico de la historia [79], [57]. Cabe mencionar que al profesor Milne también se le debe la invención del primer sismógrafo.

El uso y desarrollo de tecnologías para el control estructural experimentó su mayor crecimiento a partir de la Segunda Guerra Mundial. Durante este periodo, los conceptos de amortiguamiento, aislamiento y absorción de vibraciones fueron aplicados en estructuras aeronáuticas [57]. Posteriormente, la carrera armamentista y conquista del espacio motivó a los gobiernos a investigar aplicaciones del control estructural a problemas relacionados con estructuras espaciales, de seguimiento y estabilización (*tracking*) [79].

En 1950, la teoría de sistemas lineales comenzó a aplicarse en el campo de las vibraciones y la dinámica estructural, propiciando un desarrollo acelerado de estas tecnologías [38]. A partir 1960 los sistemas de control estructural fueron adaptados al campo de las estructuras civiles, principalmente para la protección de edificios y puentes, con el propósito de reducir y controlar los efectos de cargas dinámicas naturales tales como cargas sísmicas y eólicas.

2.1.2. Estado del arte de los sistemas de protección sísmica

Hoy en día, uno de los temas más difíciles en la ingeniería estructural es el control de las respuestas de las edificaciones frente a los peligros naturales de terremotos y vientos de gran intensidad. Este aspecto se ha convertido en una necesidad para la seguridad de los usuarios y de la edificación. El diseño convencional de estructuras sismorresistentes se fundamenta en los conceptos de ductilidad, redundancia estructural y la capacidad de los elementos de las estructuras para disipar energía. La alteración controlada de estos elementos permite reducir notablemente los efectos de tales fuerzas dinámicas [14].

El primer edificio con disipadores de energía se construyó en Yugoslavia en 1969 [44], un colegio de tres plantas aislado con un tipo de gomas en la base que permitirían alargar su período de vibración fundamental y disminuir las posibilidades de que entrara en resonancia. Sin embargo, fue Japón el primer país que se preocupó por extender y regularizar el uso de estas tecnologías en sus edificaciones, dado el elevado índice de amenaza sísmica. Las primeras tecnologías de disipadores de energía que se realizaron en Japón empleaban una técnica del tipo de aislamiento de base que consistía en adicionar finas capas de arena a las bases de las edificaciones. Esta técnica se usó durante los años ochenta principalmente para la protección de templos [57].

El primer *Congreso Mundial sobre Control Estructural* se celebró en Los Ángeles (1994), en la misma época en que se creó la *Asociación Internacional para Control Estructural* (IASC). Sin embargo, no fue hasta después del terremoto de Hanshin Awaji (Kobe, 1995), cuando se extendió comercialmente la aplicación y uso de los disipadores de energía, llegando al punto de que en Japón se construyeran más de 150 edificios por año provistos con estas tecnologías [53]. Hoy en día Japón tiene proyectados muchos edificios con gran variedad de técnicas de control estructural, que han demostrado su efectividad a la hora de responder ante eventos sísmicos. Mas aún, uno de los principales factores que la población japonesa tiene en cuenta a la hora de adquirir una vivienda son los parámetros de resistencia del edificio ante los terremotos.

Después de Japón, los países que más han aportado al desarrollo de tecnologías de disipación de energía en estructuras son: Estados Unidos, Italia, Nueva Zelanda y China [57], propiciando que otros países, entre ellos España, se vinculen a la investigación y creación de nuevos dispositivos que proporcionen características sismorresistentes a las construcciones al mismo tiempo que estas tecnologías vayan siendo más accesibles en el mercado.

2.1.3. Clasificación de los sistemas de protección sísmica

Los diferentes tipos de sistemas de control estructural de respuesta sísmica se diferencian entre ellos principalmente por la forma en que disipan la energía de las cargas dinámicas, evitando comprometer a la estructura. En base a esto, la ISO 3010:2001 *Basis for design of structures - Seismic actions on structures* los clasifica en sistemas de control activo, control semiactivo, control pasivo e híbrido [57]. Un resumen de los diferentes tipos de sistemas de control estructural comerciales se presenta en la Figura 2.1.

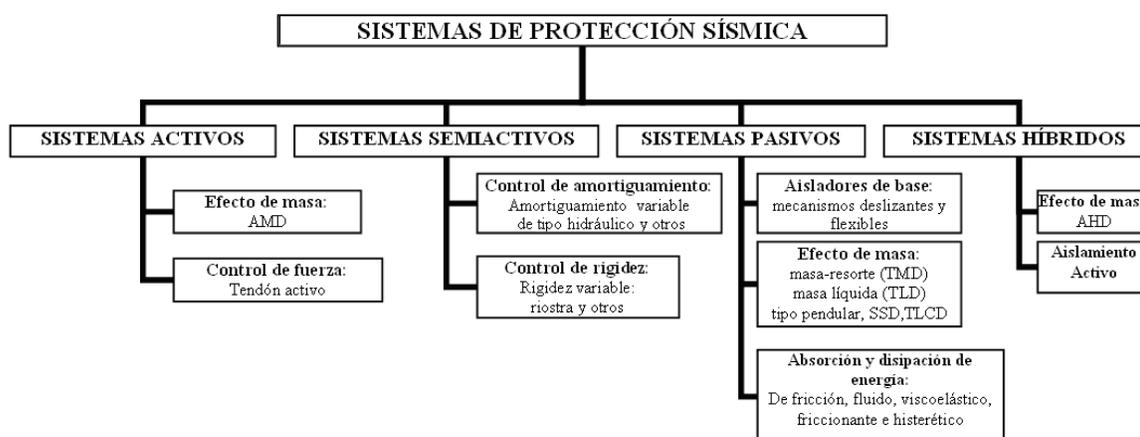


Figura 2.1: Clasificación de los sistemas de control estructural

- **Sistemas de control activo:** están equipados con sensores físicos, normalmente de movimiento y controladores con retroalimentación. Los sensores envían señales sobre el estado de la estructura al sistema de control. Esta información es procesada en tiempo real y como respuesta el controlador envía una señal a un dispositivo de control o actuador para que aplique algún tipo de fuerza que puede ser usada tanto para suministrar como para disipar energía en la estructura. Los sistemas de control activo requieren algún tipo de fuente de potencia externa para alimentar tanto a los controladores como a los actuadores.
- **Sistemas de control semiactivo:** también llamados *sistemas de control pasivo controlables*. Se podrían definir como un tipo de control activo que requiere menor potencia de su fuente externa.
- **Sistemas de control pasivo:** estos sistemas están provistos de dispositivos de disipación de energía que absorben buena parte de la energía aplicada por un sismo sobre la estructura disminuyendo así los daños. Estos sistemas no requieren ninguna fuente de potencia externa para su funcionamiento.
- **Sistemas de control híbrido:** como su nombre lo indica, estos controles utilizan una combinación de las tecnologías activa y pasiva para mejorar su comportamiento.

Los sistemas de control que utilizan alguna tecnología de control activa (sistemas de control activo, semiactivo e híbrido) están provistos de tecnologías más avanzadas, costosas y que requieren fuentes de alimentación externa. Su aplicación se restringe normalmente a estructuras muy elevadas o delicadas. Por otro lado, los sistemas de control pasivos son más asequibles, su implementación es mucho más sencilla y se pueden utilizar en general en cualquier tipo de estructura. Este trabajo se centra sobre todo en los sistemas de control pasivo, con especial interés disipador histerético denominado WPD, *Web Plastifying Damper*, que se describirá mas adelante.

2.2. Sistemas de control pasivo

Un diseño sismorresistente debe garantizar cierta capacidad de ductilidad del material seccional y de los elementos estructurales, para una determinada demanda de ductilidad estructural global [14]. Esta ductilidad global se alcanza por la plastificación local de estos elementos.

El diseño convencional difícilmente garantiza que no surjan daños en los elementos estructurales de una edificación frente a un sismo severo. Adicionalmente, la reparación de estos elementos puede ser difícil.

El diseño basado en prestaciones (*Performance Based Design*) y las últimas actualizaciones de los códigos sísmicos, han propiciado el auge en los últimos veinte años de elementos que proporcionan ductilidad global en una estructura. Hoy en día existen numerosos ejemplos de estructuras construidas o reforzadas con estas tecnologías, como los

sistemas de disipación de energía, los amortiguadores de efecto de masa y los aislamientos de base. Estos sistemas localizan los fenómenos no lineales producidos por las cargas dinámicas en ciertas zonas predefinidas de una estructura [14]. El principal objetivo de estas tecnologías es mejorar la respuesta de la estructura ante los eventos sísmicos para evitar principalmente la pérdida de vidas humanas.

En términos generales, los sistemas de control pasivo absorben la energía de la excitación, incrementan el amortiguamiento de la estructura y modifican sus frecuencias naturales de vibración, alejándolas de las frecuencias presentes en la excitación [5]. Se componen de una estructura central con la capacidad de soportar la carga de gravedad y una serie de mecanismos que se basan en el uso de diferentes principios físicos y que responden al movimiento de la estructura resistiendo las fuerzas laterales y disipando la energía vibratoria del sistema estructural [57]. Estos mecanismos deben diseñarse estimando previamente el rango de frecuencias de la excitación.

Existen diferentes propiedades físicas que emplean los dispositivos de control pasivo para disipar la energía. Unos disipan la energía de vibración a través del calor, otros se basan en diferentes fases de transformación de los metales y los más sencillos simplemente persiguen un aislamiento de la estructura. Según [5] los sistemas de control pasivo se pueden clasificar en:

- *Los aisladores de base:* Combinan elementos de elevada flexibilidad lateral y capacidad de carga vertical, con elementos capaces de disipar grandes cantidades de energía.
- *Los amortiguadores de efecto de masa:* Utilizan la resonancia de una gran masa de alta densidad o líquida colocada generalmente en la parte superior de la estructura.
- *Sistemas de disipación de energía:* Basados en el aumento artificial de la capacidad de disipación de energía de una estructura mediante el uso de dispositivos especiales entre los que encontramos los sistemas de amortiguamiento viscoso y los disipadores histeréticos.

2.2.1. Aisladores de base

Una estructura provista con aislamiento de base logra reducir de forma considerable las fuerzas que actúan sobre ella durante un sismo. Los aisladores reducen notablemente la rigidez lateral del sistema estructural provocando un aumento de su período fundamental y alejando a la estructura de los períodos predominantes del suelo [79]. La Figura 2.2 compara la respuesta de un edificio con y sin aisladores de base ante un sismo.

El aislamiento de base consiste en colocar algún tipo de capa flexible entre la estructura y los cimientos del edificio. Los aisladores se caracterizan por ser muy resistentes y rígidos en dirección vertical, pero flexibles en dirección horizontal [79]. Entre los más populares están los cojinetes o apoyos elastoméricos y los apoyos deslizantes.

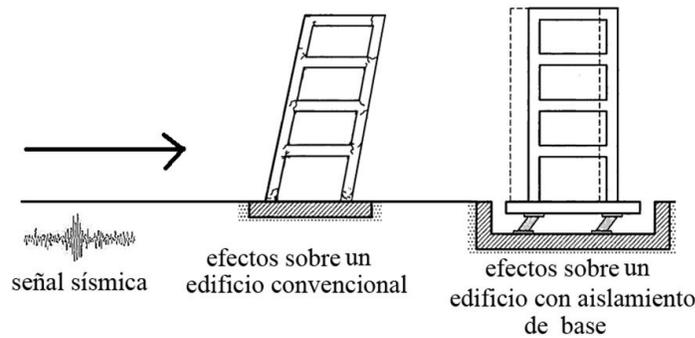


Figura 2.2: Efectos de un sismo sobre un edificio convencional y con aislamiento de base

Dentro de los apoyos elastoméricos se pueden distinguir tres tipos: apoyos de caucho natural (NRB), apoyos de caucho con núcleo de plomo (LRB) y apoyos de caucho de alta disipación de energía (HDR).

Por otra parte, los apoyos deslizantes poseen una superficie de deslizamiento que permite la disipación de energía por medio de las fuerzas de rozamiento. Un ejemplo es el sistema pendular friccionante. Algunos ejemplos de aisladores de base se pueden ver en las fotos de la Figura 2.3.

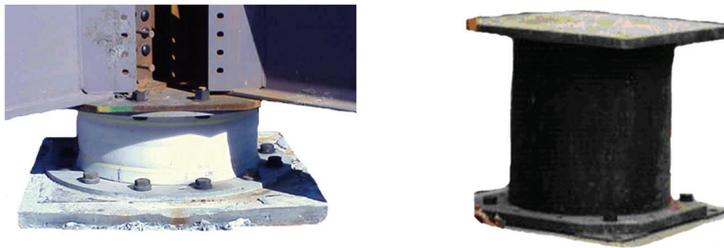


Figura 2.3: Ejemplos de algunos aisladores de base HDR (izquierda) y LRB (derecha)

Algunos ejemplos de edificios donde se ha aplicado con éxito esta tecnología son el *University of Southern California Teaching Hospital* (fue el único de los 10 hospitales de Los Ángeles (EEUU) que logró resistir al terremoto enero de 1994) y el centro de computación de la empresa eléctrica *Tohoku* en Sendai (Japón, en donde actualmente se desarrollan sistemas de aislamiento de bajo costo para países en desarrollo). También en Nueva Zelanda e Italia se utilizan los aisladores de base generalmente en edificios bajos y de mediana altura [79].

2.2.2. Amortiguadores de efecto de masa

Estos amortiguadores utilizan masa de alta densidad y masa líquida para atenuar los efectos de las vibraciones, realizando generalmente un tipo de sintonización entre la resonancia de la masa y la de la estructura. Entre los amortiguadores de masa comerciales más comunes tenemos los TMD, TLD, SSD y TLCD, descritos a continuación.

Amortiguadores de masa sintonizados (TMD), *Tuned Mass Damper*

Estos dispositivos conocidos desde 1909 en el campo de la ingeniería mecánica, se aplicaron al control de vibraciones en la década de los 40 [5]. Consisten en una gran masa conectada a la estructura mediante un resorte y un amortiguador. El valor de la masa se calcula para que su frecuencia natural de vibración se aproxime a la frecuencia de fundamental de la estructura. Es por ello que se llama masa sintonizada. Cuando la estructura vibra, induce a la masa a entrar en resonancia, obteniéndose la disipación de energía mediante el amortiguador de masa [79]. Su principal ventaja es que pueden ser instalados sin modificaciones del esquema resistente de la estructura.

- *Shimizu-Tuned Mass Dampers* (S-TDM), apropiado especialmente para las vibraciones producidas por el viento. Su desventaja es que si se resintoniza (esto es, que respuesta del dispositivo o del edificio varía), pierde su efectividad [5]. Un disipador S-TDM se muestra en la Figura 2.4a. Ejemplos de la aplicación de los S-TDM son *Citycorp Center* (New Cork) (Figura 2.4b), la torre *John Hancock* (Boston) (Figura 2.4c) o la torre *Chiba Port* (Tokio) (Figura 2.4d).

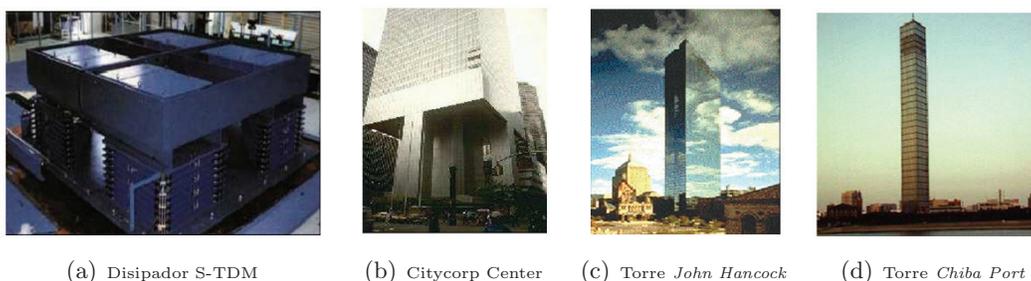


Figura 2.4: Ejemplos de amortiguadores de masa sintonizados

- *Ishikawajima-Harima Heavy* (IHI), desarrollado por la empresa japonesa *Ishikawajima-Harima Heavy Industries Co. Ltd.*, [41] se basa en la teoría del péndulo. Su tecnología está pensada para estructuras de gran tamaño como edificios de gran altura y grandes torres de puentes, muy utilizadas en Japón para la conexión entre sus numerosas islas [5]. Unos ejemplos se encuentran en la torre principal del *Tokyo Port Bridge* de 798 metros de largo (Figuras 2.5a y 2.5b) y en las Torres Petronas (Figura 2.5c).



(a) Tokyo Port Bridge

(b) Tokyo Port Bridge (vista lateral)

(c) Torres Petronas

Figura 2.5: Ejemplos de disipadores tipo IHI

– *Tuned liquid damper* (TLD). Estos amortiguadores de líquido sintonizados mitigan la respuesta dinámica de una estructura de forma indirecta mediante la acción de las fuerzas inerciales de un fluido en movimiento [79]. Existen varios tipos de dispositivos que usan fluidos en movimiento, como son:

1. El TLD, que absorbe la energía de la estructural mediante el movimiento viscoso y oleaje del fluido.
2. El TLCD, *Tuned Liquid Column Damper*, que disipa la energía mediante el paso del líquido por un orificio.
3. El SSD, *Super Sloshing Damper*, desarrollado por *Shimizu Corporation*, que consiste en un tanque con varias divisiones horizontales que contienen agua, utiliza la resonancia entre el agua y el edificio. Es decir, se sintoniza la frecuencia del amortiguador de masa líquido con la frecuencia del edificio [5].

Ejemplos de estructuras con amortiguadores de líquido sintonizado incluyen el *Shin Yokohama Prince Hotel* (Figura 2.6a), el *Yokohama Marine Tower* (Figura 2.6b) y la *Torre Millenium* (Figura 2.6c), esta última proyectada para tener 840 m de altura, utilizando agua en anillos perimetrales a diferentes alturas para minimizar las vibraciones inducidas por viento.

2.2.3. Sistemas de disipación de energía

Los sistemas de disipación pasiva de energía usan materiales y dispositivos que en general aumentan el amortiguamiento, la rigidez y la capacidad estructural, y pueden ser usados tanto en el diseño de estructuras nuevas como en la rehabilitación sísmica de estructuras existentes [79]. Por lo general, estos sistemas se colocan conectando diferentes nudos viga-columna entre los cuales se esperan desplazamientos horizontales relativos importantes tal como se muestra en la Figura 2.7.

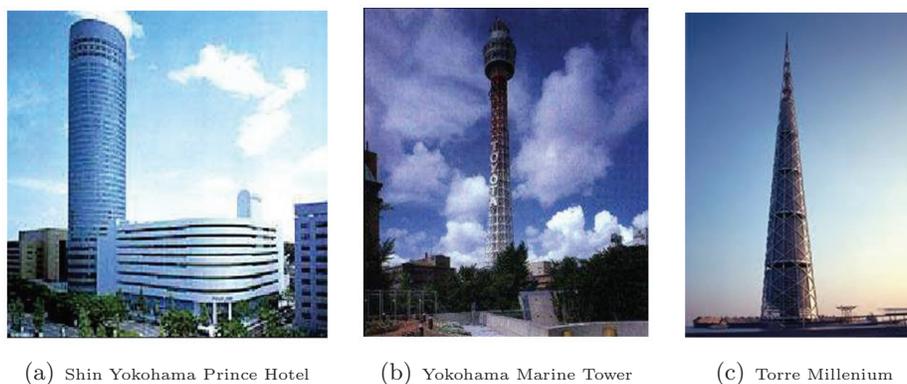


Figura 2.6: Ejemplos de disipadores tipo TLD

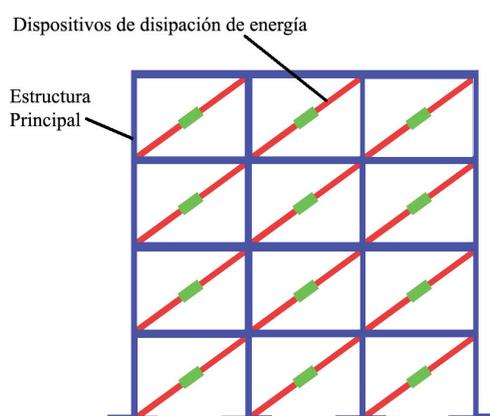


Figura 2.7: Configuración básica de una estructura con sistemas de control pasivo

La principal característica de estos sistemas es su capacidad de aumentar la disipación de energía en la estructura mediante la conversión de energía cinética a calor o por la plasticificación de metales [79]. Se usan independientemente o en conjunto con otros sistemas y pueden ser de tipo viscoso, viscoelástico, metálicos o de fricción [76]. Según su forma de actuación, se pueden clasificar en: dispositivos dependientes de la velocidad, dispositivos independientes de la velocidad, y otros [78].

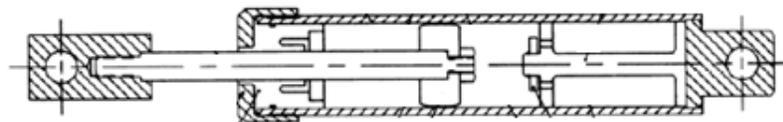
En los disipadores dependientes de la velocidad, la fuerza depende de la tasa de variación del desplazamiento relativo entre dos puntos del disipador. Entre estos disipadores se encuentran disipadores viscoelásticos (líquidos o de fluido viscoso y sólidos). Los disipadores viscoelásticos líquidos o de fluido viscoso tienen una influencia mínima en la frecuencia natural fundamental del edificio. Por el contrario, los disipadores viscoelásticos sólidos sí alteran las frecuencias naturales de la estructura.

La fuerza que desarrollan los disipadores independientes de la velocidad no depende de la tasa de cambio de desplazamiento en el disipador, sino de la magnitud y dirección del desplazamiento, y se caracterizan por un comportamiento de histéresis no lineal. Entre estos disipadores se encuentran los disipadores metálicos y los de fricción. Los primeros tienen una histéresis asociada con el comportamiento del acero dulce y los segundos tienen un comportamiento histéretico bilineal caracterizado por una elevada rigidez inicial.

En la última categoría se incluyen dispositivos poco usados en protección sísmica [78] como son los amortiguadores de recentralización, amortiguadores de líquido, y amortiguadores de transformación de fase detallados en [73], [35], [74], [22].

Disipadores de fluido viscoso:

Se componen de un cilindro hueco lleno de un líquido con base de silicona y un pistón interior que se desliza. La disipación se realiza al convertir la energía introducida por el sismo en la estructura en energía térmica, por medio de la movilización de un líquido viscoso [5]. A medida que el pistón se desliza, el líquido es forzado a fluir a través de orificios alrededor del pistón. El fluido circula a altas velocidades, por lo que se ejerce una elevada fricción entre las partículas del fluido y el pistón y se produce la disipación de energía en forma de calor. La Figura 2.8a muestra un diagrama básico de este tipo de disipador y la Figura 2.8b representa su comportamiento histéretico. En las Figuras 2.9a, 2.9b y 2.9c se muestran las formas de instalación del disipador en la estructura.



(a) Esquema básico



(b) Comportamiento histéretico ideal

Figura 2.8: *Disipadores de fluido viscoso*

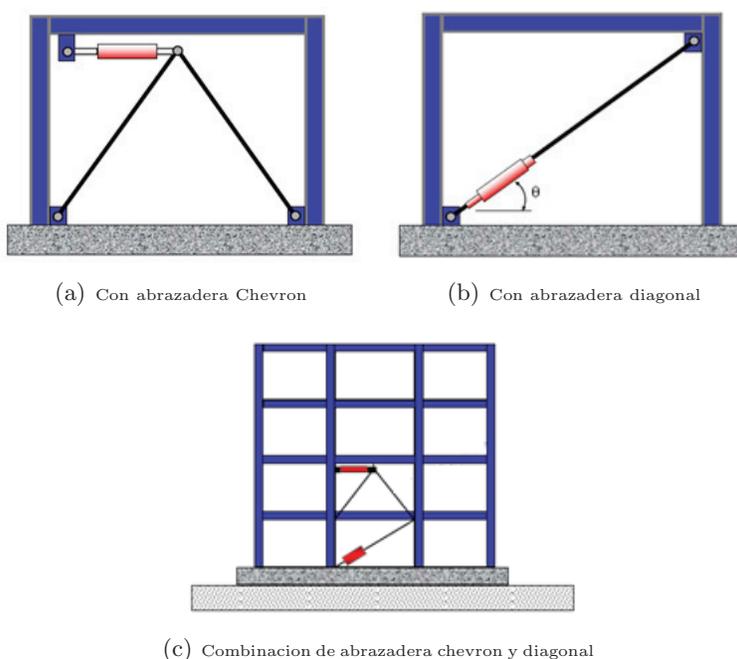


Figura 2.9: Formas de instalación del disipador de fluido viscoso

Los disipadores de fluido viscoso se activan con desplazamientos mínimos, y sus propiedades son en gran medida independientes de la frecuencia y la temperatura [78]. Por otro lado, dado que el efecto del amortiguamiento por unidad de volumen de estos dispositivos es limitado, sus dimensiones son grandes y su fiabilidad es reducida por la probabilidad de fuga del fluido. Además requieren mantenimiento, como cambios de aceite, para prevenir su deterioro. Ejemplos de disipadores de fluido viscoso comerciales son los dispositivos HiDAM y TFDV. Su forma de colocación se ilustra en los ejemplos de la Figura 2.10.



Figura 2.10: Ejemplos de disipadores de fluido viscoso

- El dispositivo *HiDAM*, es un amortiguador de aceite de alto rendimiento (Figura 2.11), producido por la empresa japonesa *Kajima Corporation* [42]. Este dispositivo funciona con el movimiento relativo del pistón y la resistencia del aceite que pasa por las válvulas de control de presión que conectan ambas cámaras de aceite de manera que genera una gran fuerza de amortiguamiento por un pequeño golpe del pistón.

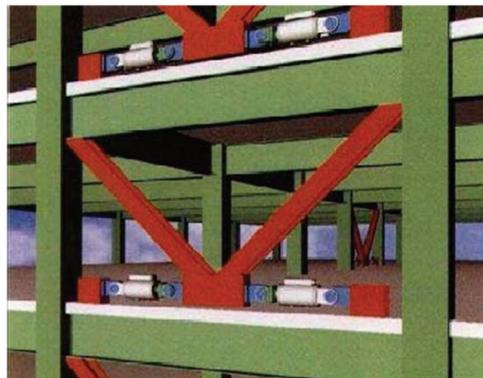


Figura 2.11: Amortiguador *HiDAM* de la empresa *Kajima Corporation*

Una aplicación práctica de esta tecnología se encuentra en el edificio de la *prefectura de Kanagawa* (Japón) (Figura 2.12a) donde se instalaron 80 dispositivos *HiDAM* (Figura 2.12b).



(a) Prefectura de *Kanagawa*



(b) Dispositivos *HiDAM*

Figura 2.12: Prefectura de *Kanagawa* con disipadores *HiDAM*

- Los dispositivos *TFVD*, *Taylor Fluid Viscous Dampers*, son otro tipo de amortiguadores de fluido viscoso, producidos por la industria *Taylor Devices* [39]. Las fotografías de la Figura 2.13 muestran diferentes tipos de disipadores *TFVD*. Algunos ejemplos de la aplicación de esta tecnología se pueden encontrar en el puente *Golden Gate* (San Francisco, EEUU), las torres de iluminación del *Rich Stadium* (New Cork, EEUU), y en el puente entre las torres *Petronas* (Malasia).



Figura 2.13: Tipos de amortiguadores de fluido viscoso Taylor Devices Inc

Disipadores visco-elásticos sólidos:

Se componen de unas bandas de elastómero sólido (material viscoelástico) unidas a planchas de acero que se instalan en la estructura [78], como se muestra en la Figura 2.14a. Los materiales viscoelásticos (VE) tienen características dinámicas estables, son químicamente inertes, poseen buenas propiedades de envejecimiento y son resistentes a los contaminantes ambientales. Para funcionar se aprovechan la elevada capacidad de deformación del polímero VE del que están hechos [5]. Cuando se aplica una carga dinámica, uno de los extremos de la compuerta se desplaza respecto al otro y el material VE se deforma y disipa calor. La Figura 2.14b muestra su comportamiento histerético ideal.

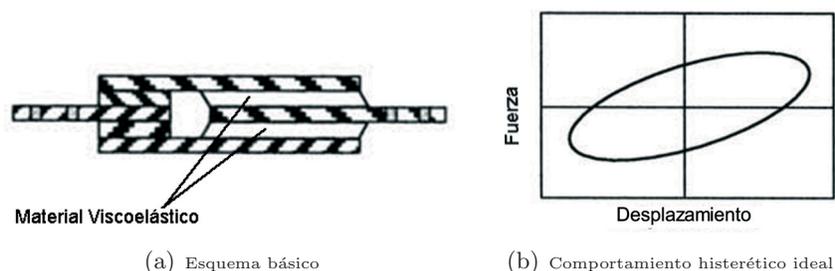


Figura 2.14: Disipadores visco-elásticos sólidos

Los disipadores viscoelásticos se activan con desplazamientos pequeños, es decir, disipan energía para cualquier nivel de deformación, por lo que se usan tanto en aplicaciones sísmicas como eólicas. Adicionalmente proporcionan fuerza restitutiva y su comportamiento lineal facilita un modelo simplificado [78]. Sin embargo, su capacidad de deformación es limitada y sus propiedades dependen de la frecuencia y la temperatura, por lo que la temperatura local debe tenerse en cuenta al realizar su diseño. Además, con el paso del tiempo o por las acciones de una carga dinámica, el material VE puede desgarrarse o perder adherencia, lo cual reduce su fiabilidad. La Figura 2.16 muestra un ejemplo de la instalación de este disipador.



Figura 2.15: Instalación de un disipador viscoelástico

Existen varias empresas especializadas en el diseño y desarrollo de este tipo de disipadores. Entre los tipos más comerciales están:

- *El Amortiguador Viscoelástico 3M*, desarrollado por la empresa *Minnesota Mining and Manufacturing (3M) Company* [63], es una especie de *sándwich* con dos o más capas de material de polímero *VE* que típicamente se introducen en los arriostramientos de diagonales simples. La Figura 2.16a muestra las vistas de un amortiguador viscoelástico de 3M y la Figura 2.16b su montaje sobre una estructura.

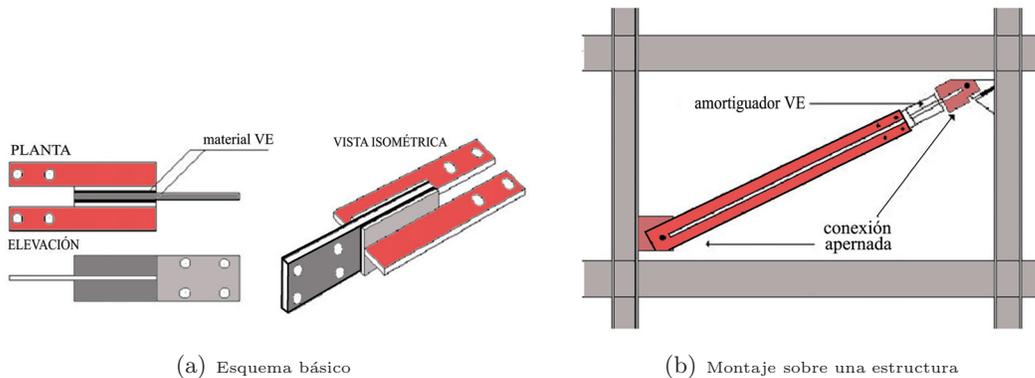


Figura 2.16: Disipadores visco-elásticos 3M

A bajas frecuencias el material VE fluye sin disipar energía o proveer rigidez. Para frecuencias medias es altamente disipativo. Para frecuencias grandes se comporta como un material elástico con una disipación pequeña.

Con el disipador viscoelástico 3M se dio inicio a la aplicación de materiales *VE* en la ingeniería de obras civiles. En 1969 se instalaron cerca de 10000 amortiguadores 3M en las *Torres Gemelas* (New York, EEUU) logrando reducir los efectos del viento a niveles imperceptibles en su interior [79].

- El amortiguador viscoelástico *SAVE*, *Shimizu Asphaltic Visco Elastic Damper*, desarrollado por la empresa japonesa *Shimizu Corporation*. Se compone de varias capas alternadas de acero y material viscoelástico. Estos amortiguadores se introducen dentro de los muros del edificio. El material viscoelástico del disipador *SAVE* es un tipo de asfalto con características mecánicas de un polímero termoplástico. La Figura 2.17a muestra un esquema del amortiguador *SAVE* y la Figura 2.17b un ejemplo de su aplicación con efectividad comprobada en el Edificio *Seavans South* de Tokio (Japón).

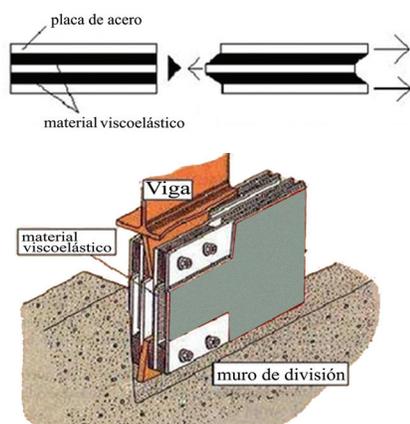
(a) Esquema de un amortiguador *SAVE*(b) Edificio *Seavans South*

Figura 2.17: Esquema y aplicación del disipador visco-elástico *SAVE*

- El amortiguador viscoelástico *V-SAVE*, al igual que el amortiguador *SAVE*, se compone por varias capas de acero y material *VE*. La principal diferencia entre los dos es que el *V-SAVE* reduce la vibración vertical en plantas y vigas principales [5]. Este disipador funciona cuando la fibra inferior de la viga sufre alguna fuerza de tracción, lo cual hace mover a la placa de acero y deformar el material *VE* (Figura 2.18). Su principal ventaja es la facilidad en la instalación y el no necesitar ninguna tecnología adicional.

Otros ejemplos de la aplicación de estos disipadores *VE* son los edificios de *Columbia SeaFirst* y *Two Union Square* (Seattle), la estación de tren *Chien-Tan* (Taiwán), el edificio *Santa Clara County* (California) y el Puente *Amolanas* (Chile) [79], [5].

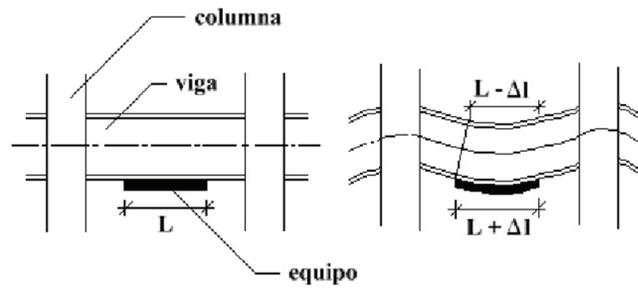


Figura 2.18: Actuación de un disipador V-SAVE

Disipadores de fricción:

A diferencia de los amortiguadores viscoelásticos que se aplican tanto para protección sísmica como eólica debido a sus características de disipación en cualquier nivel de deformación; los disipadores por fricción se emplean principalmente para disipar la energía inducida por los sismos. Los disipadores de fricción disipan la energía a través del rozamiento que se produce entre dos cuerpos sólidos al deslizarse el uno sobre el otro [78]. En la Figura 2.19a se muestra el esquema básico y en la Figura 2.19b el comportamiento histerético de este tipo de disipadores.

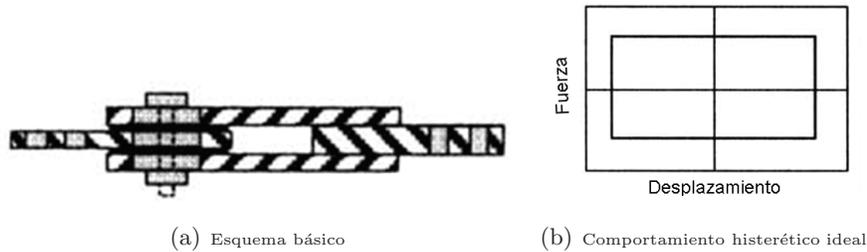


Figura 2.19: Esquema y comportamiento histerético de un disipador de fricción

Estos dispositivos se caracterizan por una disipación de energía en ciclos largos, y tienen la ventaja de ser insensibles a los cambios de temperatura ambiente. Sin embargo, las condiciones de deslizamiento entre las chapas pueden variar con el tiempo, lo que requiere un mantenimiento periódico. Además su comportamiento altamente no lineal, puede excitar modos altos y requiere un análisis no lineal [78]. Entre los ejemplos más comunes de estos disipadores están:

- *Los disipadores SBC, Slotted Bolted Connection*, que está formado por placas de acero unidas entre sí por medio de ranuras atornilladas con una fuerza determinada de sujeción. En respuesta de la carga dinámica, las placas se deslizan produciendo una fuerza de fricción determinada por la fuerza de sujeción entre las placas [47].

- *Los disipadores tipo Pall*, es una configuración alternativa que se compone de riostras transversales que se conectan en el centro de una compuerta rectangular [78]. Este tipo de disipadores es desarrollado por la empresa *Pall Dynamics* [58], pionera en EEUU en el desarrollo de amortiguadores por fricción para el control sísmico de edificios. En un edificio de varios pisos los amortiguadores de fricción se instalan en los cruces de barras diagonales del edificio como se ve en la Figura 2.20. En condiciones normales, las superficies de fricción de los amortiguadores no deslizan unas sobre otras y las barras diagonales actúan como cruces de San Andrés ordinarias para rigidizar el edificio frente a cargas laterales, tales como el viento y los terremotos de menor importancia [5]. En caso de un terremoto de gran magnitud los desplazamientos laterales del edificio crean fuerzas suficientes entre las superficies de fricción para que experimenten deslizamientos relativos y se disipe la energía cinética en forma de calor.



Figura 2.20: Amortiguadores por fricción Pall

- *Disipadores Sumitomo*, son otra configuración común de amortiguadores por fricción. En el desarrollo de ésta tecnología destaca la empresa japonesa *Sumitomo Rubber Ltd.* [75] que se especializa en una amplia gama de productos para aplicaciones de gran escala, i.e. cables puente y edificios de gran altura. Algunos ejemplos de edificios provistos con esta tecnología se pueden encontrar en Canadá y Japón (Figura 2.21), como la *Canadian Space Agency* (Montreal, Canadá) y el *Hotel Atami Korakuen* (Japón) [79].

Disipadores metálicos:

Este tipo de elementos disipan la energía sísmica en forma de energía térmica y mediante la deformación plástica de metales. Muchos de estos dispositivos usan placas de acero de bajo límite elástico, pero otros materiales como el plomo, también han sido probados con resultados prometedores [76]. Las primeras aplicaciones de dispositivos en estructuras civiles se hicieron en Nueva Zelanda a finales de los 70s. Desde esa fecha se han instalado amortiguadores metálicos de fluencia en numerosas estructuras.



Figura 2.21: Ejemplos de edificios con amortiguadores Sumitomo Rubber Ltd

El comportamiento histerético estable, la fiabilidad a largo plazo y la insensibilidad a la temperatura ambiental, hacen de este tipo de disipadores una buena alternativa para el control estructural. Sin embargo, su comportamiento no lineal y la necesidad de reemplazarlo después de una carga sísmica, son sus principales desventajas. En las gráficas de la Figura 2.22 se presentan los esquemas de los disipadores metálicos más comunes (Figuras 2.22a y 2.22b) y el comportamiento histerético ideal (Figura 2.22c).

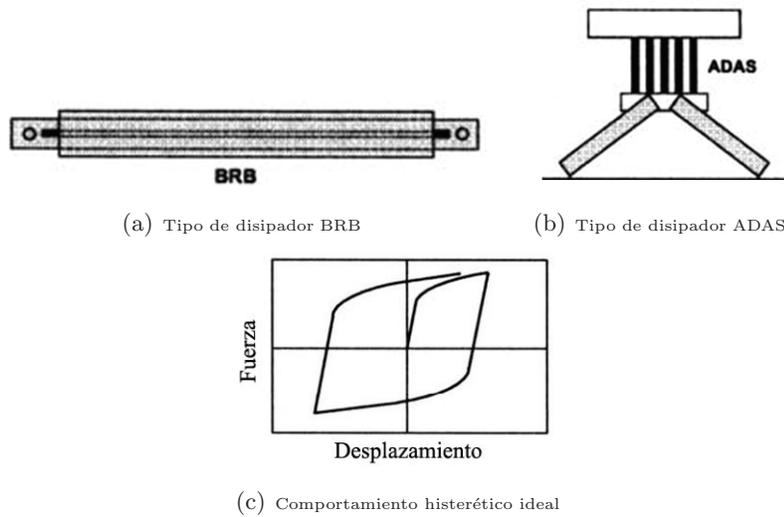
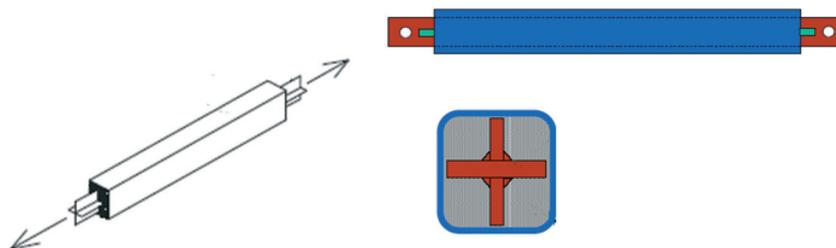


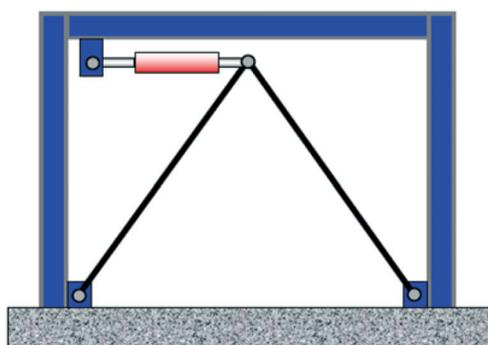
Figura 2.22: Disipadores metálicos

En el mercado existe gran variedad de disipadores de energía histeréticos, entre los cuales se encuentran:

- *Disipador BRB, Buckling-Restrained Brace*. Esta barra con pandeo restringido (Figura 2.23) consiste en un elemento lineal metálico de sección normalmente cruciforme (núcleo del BRB), generalmente de acero de bajo límite elástico, la cuál está embebida en un tubo de acero rígido como se muestra en la Figura 2.23a.



(a) Esquema de un disipador BRB



(b) Ejemplo de instalación

Figura 2.23: *Disipador BRB*

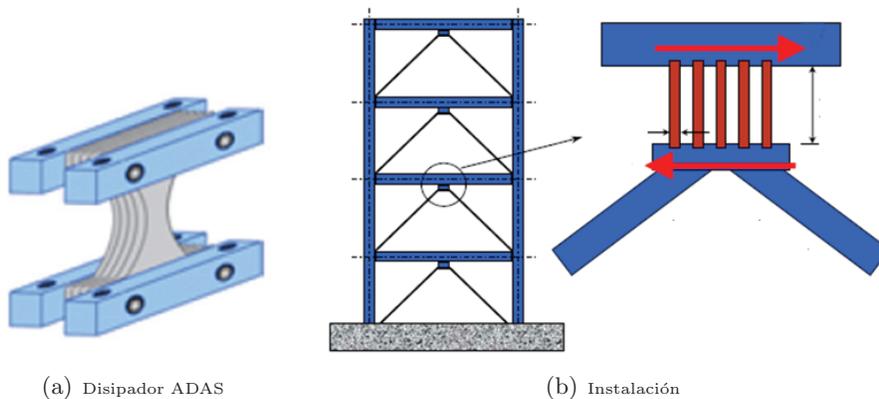
El espacio entre el tubo de acero y la barra que forma el núcleo del BRB se rellena de hormigón y a la barra se le aplica un recubrimiento especial para evitar que se adhiera al hormigón. La disipación de energía se logra al hacer plastificar el núcleo de acero a tracción y a compresión. El confinamiento del núcleo proporcionado por el tubo evita que éste se pandee a compresión [77]. En algunos casos el disipador se instala en una configuración de tipo *chevron* convencional como se muestra en la Figura 2.23b, para que bajo cargas laterales, un disipador BRB trabaje a tensión y el otro a compresión. De esta manera se anula la componente vertical la fuerza axial sobre la viga. Durante la respuesta elástica inicial del disipador BRB, el dispositivo solo proporciona rigidez, pero a medida que la deformación del amortiguador BRB aumenta, se reduce la rigidez y comienza a disipar energía debido a la respuesta de histéresis inelástica [78].

Los disipadores BRB se desarrollaron en 1980 en Japón y fueron patentados por *Nipón Steel*. La primera vez que se aplicaron estos dispositivos fue en el edificio de *campus UC Davis* en EEUU (Figura 2.24).



Figura 2.24: *Campus UC Davis EE.UU.*

- *Disipador ADAS, Added Damping and Stiffness System*. Este sistema (Figura 2.25) a base de chapas de acero cortadas con una geometría de en forma de reloj de arena (Figura 2.25a) es un sistema de disipación con elevada rigidez cuya disipación de energía se consigue plastificando placas metálicas. Las chapas de acero se unen en su base a la parte superior de una configuración de barras en *Chevron* y la parte superior de las placas se une a la viga de techo de la planta [78] como se muestra en la Figura 2.25b.



(a) Disipador ADAS

(b) Instalación

Figura 2.25: *Disipador ADAS y su instalación*

Cuando bajo la acción sísmica se producen deformaciones laterales en la viga de techo de la planta con respecto a los refuerzos de *Chevron*, las placas de acero se someten a una fuerza cortante horizontal que induce momentos de flexión en las placas. La configuración geométrica de las placas permite que los momentos de flexión produzcan una distribución uniforme en altura de la tensión de flexión en las placas y que la disipación sea uniforme [78]. La energía disipada por estos elementos es el resultado de un comportamiento no elástico por plastificación del metal, por lo que después de una carga sísmica considerable el disipador se daña y podría ser necesario su reemplazarlo.

- *TADAS*, *Triangular-shaped ADAS*. Es la variante ADAS con forma triangular. Las placas metálicas se fijan por a la viga de techo de la planta y por abajo, como se muestra en la Figura 2.26. [77].

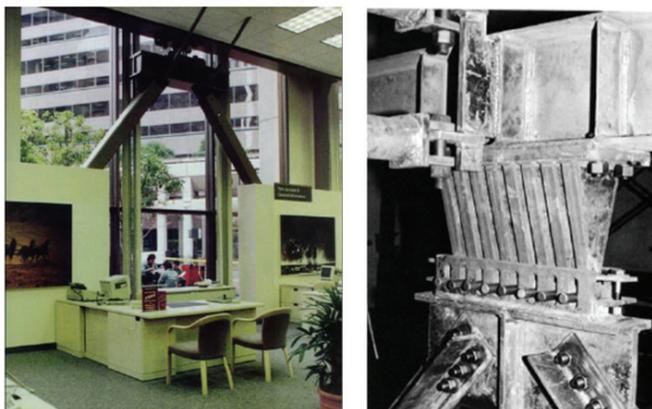


Figura 2.26: *Disipador TADAS*

El sistema ADAS se desarrolló en 1980, y empezó a incorporarse en las estructuras en los Estados Unidos y luego en México.

- *HDS*, *Honeycomb Damper System*, este disipador está compuesto por una placa metálica generalmente de acero con muchas aberturas en forma de rejillas. Su forma colmena de abeja está pensada para proporcionar una alta absorción de energía sísmica mediante la deformación plástica del metal que queda entre las aperturas verticales practicadas en la chapa [33].

Estos disipadores pueden usarse en varias aplicaciones, una de las cuales es para edificios muy altos, donde los disipadores se instalan en los muros, o entre la columna de hormigón y la viga. Se suelen instalar disipadores HDS en cada piso, de esta forma se

reduce significativamente el efecto de las vibraciones. Un ejemplo de este disipador puede verse en la Figura 2.27. Existen tres configuraciones para la instalación de este disipador en un edificio como se muestra en la Figura 2.28: WDS, *Wall Damper System* (Figura 2.28a), BDS, *Beam Damper System* (Figura 2.28b) y *Post-Damper System* (PDS) (Figura 2.28c).

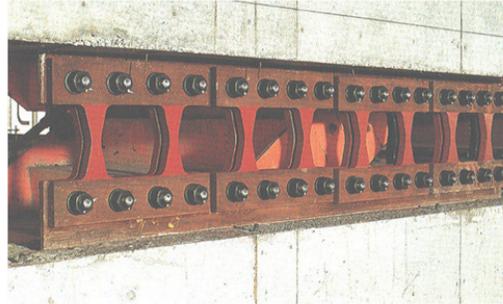


Figura 2.27: Disipador en el muro

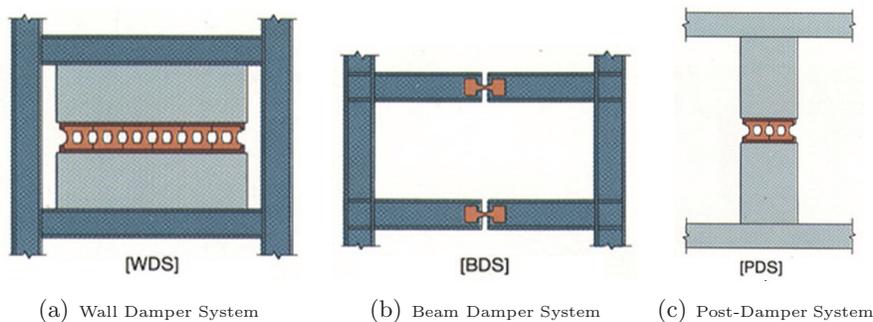
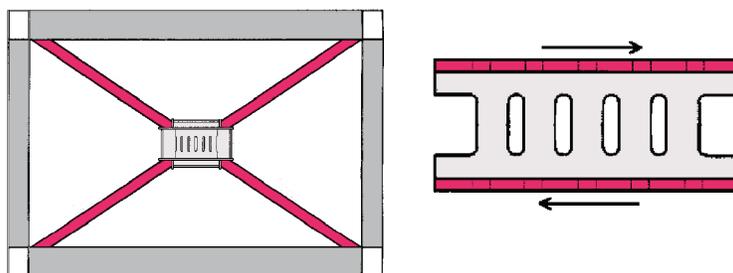


Figura 2.28: Disipador Honeycomb Damper System (HDS)

Los disipadores HDS pueden reducir hasta cerca del 30% la respuesta sísmica. Adicionalmente, su diseño compacto permite su instalación en una parte de un muro o una viga y no influye en el espacio interior. Su principal fabricante es la empresa japonesa *Kajima Corporation* que usa para su fabricación el material BT-LYP24, un tipo de acero que tiene una tensión de fluencia de 240 N/mm^2 y cuya capacidad de deformación plástica es mucho mayor que la de los materiales de acero usuales.

- *SSD, Steel Slit Damper*, consiste en una hilera de puntales de acero separados por hendiduras de forma similar al HDS (Figura 2.29). Al someterse a cargas dinámicas disipa la energía a flexión por la plastificación del material. Este disipador se puede instalar en la parte superior de una configuración de V-invertida en una estructura porticada.

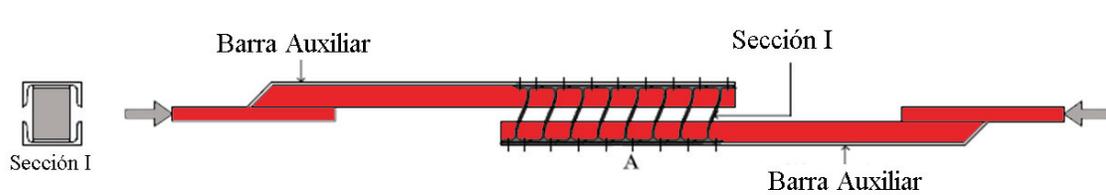
Figura 2.29: *Steel Slit Damper*

Bajo desplazamientos laterales pequeños de la estructura, las pequeñas columnas verticales de acero que quedan entre las aperturas practicadas en la chapa de acero se comportan como una serie de vigas fijas por sus extremos y se deforman en doble curvatura [19]. De igual forma que el HDS, este disipador presenta un comportamiento histerético estable [37], [13] y es un dispositivo que debe ser reemplazado después de un terremoto.

2.3. Disipadores de plastificación Web (WPD)

2.3.1. Descripción del disipador WPD

Los disipadores de plastificación Web (WPD), *Web Plastifying Dampers*, son una tecnología pasiva de disipación de energía que hace uso de las propiedades histeréticas y de deformación plástica del acero. Básicamente se compone de varios segmentos cortos de perfiles estructurales doble T (o perfil I o H) de acero que se ensamblan con dos barras del mismo material dispuestas como se muestra en la Figura 2.30. Los segmentos cortos de perfiles, secciones-I, constituyen el elemento disipador propiamente dicho, mientras que las barras de acero, normalmente secciones-U, funcionan sólo como elementos de sujeción auxiliares.

Figura 2.30: *Web Plastifying Damper Brace*

Los segmentos de acero de secciones-I tienen longitud variable y se obtienen cortando un perfil-I estructural común del tipo IPE, HBE o similar, cuya sección transversal está formada por dos alas y un alma (Figura 2.31). La Figura 2.31a muestra en detalle la vistas lateral, frontal y superior de un segmento en I y la Figura 2.31b una visión en general del mismo.

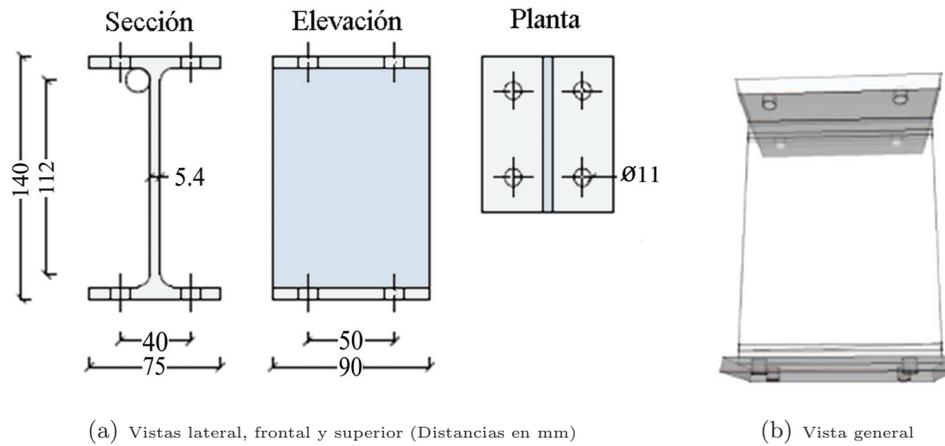


Figura 2.31: *Detalles del elemento disipador: Sección-I*

Los segmentos cortos de perfil-I, secciones-I, se unen a las barras auxiliares mediante tornillos de alta resistencia que se fijan con un par de apriete fijo. Como elementos auxiliares se pueden usar perfiles de acero estándar en forma de U. La Figura 2.32 muestra en detalle esta unión. El disipador WPD fue desarrollado por el profesor Amadeo Benavent en la Universidad de Granada y cuenta con una patente actualmente en explotación.

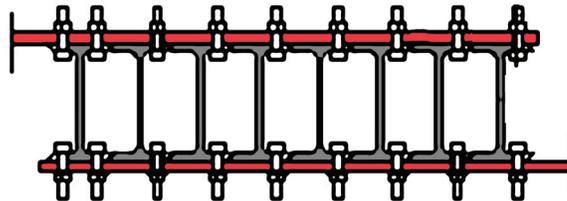


Figura 2.32: *Detalles de la unión entre las secciones I y las barras auxiliares*

2.3.2. Disipación de energía y comportamiento histerético de la sección-I

Cuando el disipador WPD se somete a deformaciones impuestas en su dirección axial, el alma de los segmentos de acero con sección-I deforman a flexión tal como se ilustra en la Figura 2.33. Cuando estas deformaciones llegan a hacer plastificar el metal, se disipa energía.

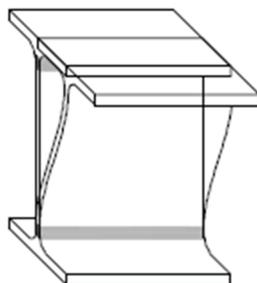


Figura 2.33: Deformación a flexión de la sección-I del disipador WPD

El empleo de secciones-I como fuente de disipación de energía ha sido empleado también en otras configuraciones [19], que plantean una solución similar a la del *Steel Slit Damper*.

La forma de hacer deformar plásticamente el alma de perfiles en I que emplea el disipador WPD se beneficia de la existencia de una suave curva de acuerdo entre el extremo del *alma* y las *alas*, que evita la concentración de tensiones que podría causar una fractura prematura del elemento, antes de que el material haya agotado su capacidad inherente de deformación plástica.

Benavent-Climent y otros [11] realizaron una serie de ensayos aplicando cargas cíclicas a segmentos de acero de sección en I, sometiéndolos a un patrón de deformaciones que se ilustra en la Figura 2.34, hasta la rotura. Estos ensayos permitieron analizar la capacidad de disipación de energía y el comportamiento histerético de las secciones-I. Los resultados permitieron formular un modelo numérico sencillo que predice el comportamiento histerético (es decir la curva de carga-desplazamiento de una carga cíclica de amplitud incremental) bajo cargas cíclicas arbitrarias, así como plantear un procedimiento para predecir la capacidad máxima de disipación de energía y prever su ruptura bajo la acción de cargas cíclicas arbitrarias.

La Figura 2.34a muestra la curva carga-desplazamiento del disipador, $Q - \delta$, obtenida en uno de los ensayos realizados por Benavent-Climent y otros [11]. La forma casi rectangular de los bucles indica un comportamiento histerético muy estable y una elevada capacidad de disipación de energía.

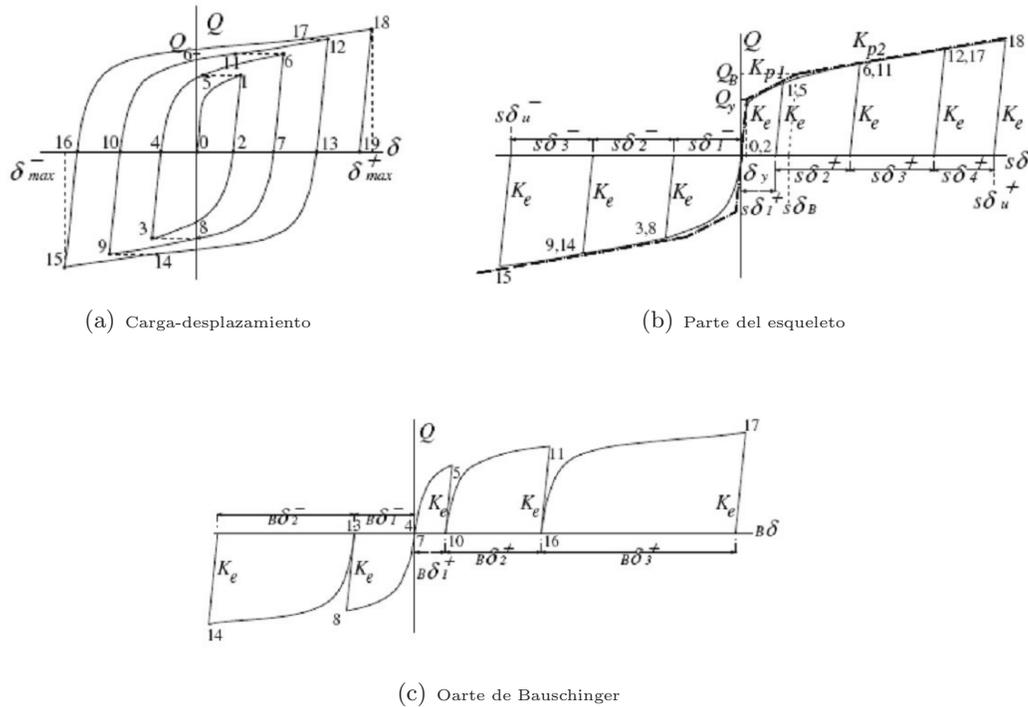


Figura 2.34: Curva carga-desplazamiento

Las curvas de histéresis $Q - \delta$ se pueden descomponer en lo que se denomina la parte del esqueleto, (Figura 2.34b) y la parte de Bauschinger (Figura 2.34c) siguiendo el procedimiento propuesto por Kato y otros [43]. En base a esta descomposición Benavent-Climent y otros [11] calcularon la cantidad de energía disipada por cada parte. Los resultados revelaron que la energía total disipada por una sección-I es altamente dependiente del patrón de carga aplicado. Si el disipador se somete a ciclos de amplitud pequeña pero constante o ciclos de amplitud creciente con incrementos muy pequeños, la energía total disipada es mucho mayor que en el caso de un patrón de carga consistente en ciclos constantes de gran amplitud o ciclos cuya amplitud aumenta con incrementos grandes.

El cómputo de las energías (normalizadas) disipadas en la parte del esqueleto de la curva y en la parte de Bauschinger para las curvas de carga-desplazamiento de los ensayos realizados por Benavent-Climent y otros [11], permitieron cuantificar los dos tipos de energías y plantear un criterio para predecir el fallo del disipador.

La Figura 2.35 muestra los resultados de estos cálculos para predecir la capacidad límite última de disipación de energía del disipador WPD. El significado de las variables indicadas en las Figuras puede encontrarse en [11].

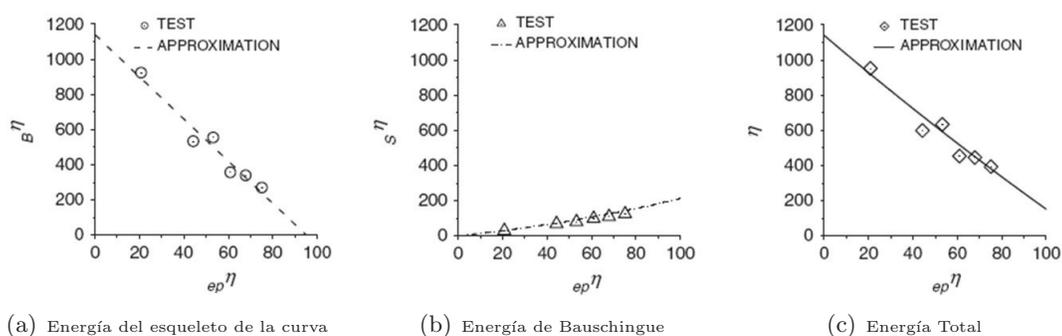


Figura 2.35: Capacidad límite última de disipación de energía del disipador WPD

2.3.3. Generalidades de la fabricación e instalación del disipador WPD

La instalación de los disipadores WPD en una estructura porticada es tan sencilla como colocar una barra diagonal convencional. No precisa de una estructura secundaria auxiliar del tipo configuraciones de barras en *Chevrón*. El disipador WPD puede ser soldado, anclado o atornillado a unas chapas de sujeción que se instalan en la estructura principal del edificio en el nudo viga-pilar como se muestra en la Figura 2.36.

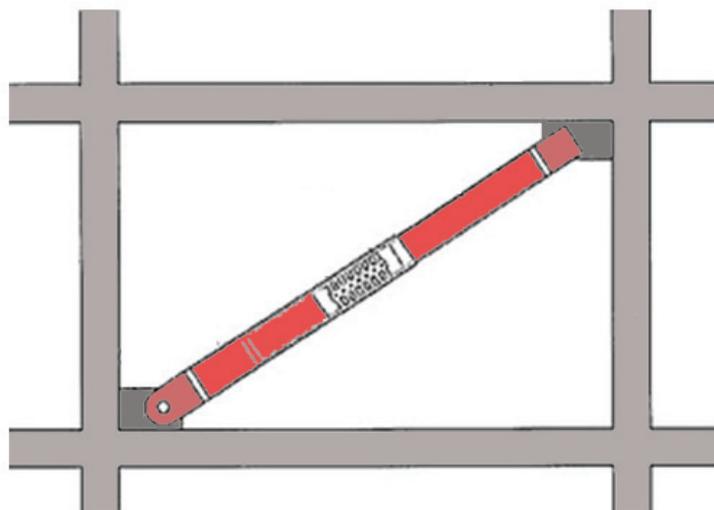


Figura 2.36: Instalación de disipadores WPD en una estructura

El disipador WPD puede ser instalado tanto en construcciones de nueva planta como para reacondicionar sísmicamente edificios ya construidos, teniendo en cuenta que su principal ventaja es la capacidad de disipar energía de forma estable, sin pandear, haciendo uso de la propiedad de deformación plástica del acero.

La fabricación del disipador es sencilla: consiste básicamente en cortar un perfil IPE o HBE convencional en segmentos-I cortos y perforar los orificios de conexión con las barras auxiliares para los tornillos. Las barras auxiliares diagonales pueden ser elaboradas con perfiles UPN convencionales. La robustez en el diseño del disipador WPD permite usar restos de trozos de elementos estructurales (perfiles IPE y UPN) que sobran del proceso de construcción y que ya no son útiles para otros propósitos estructurales.

La sencillez del disipador WPD reduce los costes de fabricación, lo cual constituye una solución cómoda y económica. Además, en caso de sismos de elevada magnitud en que las secciones-I quedaran inutilizadas, estas pueden ser fácilmente sustituidas por unas nuevas, lo cual lo hace bastante económico y viable para su uso masivo, sobretodo en países en desarrollo.

2.3.4. Ventajas del uso de disipadores WPD

La principal ventaja del disipador WPD radica en la sencillez de su diseño, que lo hace asequible para uso en construcciones de carácter general, principalmente en países en vía de desarrollo o en construcciones con presupuesto limitado.

Al contrario de muchas tecnologías pasivas de control estructural que requieren una elevada precisión en su fabricación (como los disipadores TMD, ADAS, TADAS) o un cuidado riguroso en la elección los materiales que lo componen (como los disipadores FVD, disipadores con materiales VE o los BRB), el disipador WPD no requiere que las chapas de acero tengan un acabado de cortes limpios, es decir, que las muescas o defectos en la fabricación no influyen en el comportamiento del disipador ni implican concentraciones de tensión indeseadas que produzcan su fallo. Tampoco requieren una elección tan cuidadosa de los materiales para la fabricación, sus componentes principales son chapas de perfiles IPE y UPN de acero de uso convencional en construcción, lo que se traduce en un proceso de fabricación de bajo coste.

El uso de disipadores WPD permite que el daño potencial que un terremoto puede generar en el edificio, en lugar de producirse en las vigas y pilares que forman la estructura principal encargada de soportar las cargas gravitatorias, se concentre en unas zonas muy concretas (en las secciones-I del disipador), lo cual hace posible cuantificar el daño sufrido por estos elementos tras el terremoto y evaluar la necesidad o no de su sustitución.

Los resultados experimentales obtenidos por Benavent-Climent y otros [11], han demostrado la capacidad del disipador WPD para disipar grandes cantidades de energía de forma estable. Los resultados de Benavent-Climent pusieron también de manifiesto el comportamiento histerético robusto y fácilmente predecible del disipador WPD, y la posibilidad de anticipar con exactitud y bajo cargas cíclicas arbitrarias, el daño mecánico en el mismo y la proximidad a la rotura.

Actualmente y desde el año 2010, la Universidad de Granada cuenta con la patente de este tipo de disipadores de energía, y en convenio con la empresa andaluza HELIOPOL (empresa constructora del *Grupo Rusvel*) se encuentran realizando proyectos de implementación de la tecnología de disipadores WPD en la ciudad de Granada (España).

Capítulo 3

Monitorización de daño: Métodos estadísticos de señales temporales de vibración

Cuando las acciones dinámicas de origen sísmico actúan sobre las estructuras haciéndolas entrar en el rango no-lineal, provocan cambios en su estado físico alterando sus propiedades dinámicas y su capacidad para hacer frente a nuevas réplicas o a futuros terremotos. En el caso de estructuras con sistemas de control pasivo consistentes en disipadores de energía de tipo histerético, el comportamiento no lineal se limita a los propios disipadores que después del terremoto quedan “dañados”. Si estos daños no son detectados y cuantificados, determinando si es necesario corregirlos, se pone en peligro la seguridad de la edificación y la vida de las personas que la ocupan.

Actualmente existen numerosos métodos de evaluación del estado físico de una estructura. Los métodos más básicos se basan en aspectos visuales y/o auditivos en los que la experiencia del usuario es fundamental (fisuras o grietas visibles, ruidos extraños en una maquinaria, etc.). Otros métodos más elaborados evalúan la estructura con más rigor: métodos acústicos, campos magnéticos, métodos radiográficos y térmicos, etc. [31]. Estos métodos requieren que el sistema se encuentre accesible. Por el contrario, existen otros métodos como el de vibraciones que no requieren la accesibilidad al sistema, es decir, que la evaluación se puede realizar de forma remota.

Todos estos métodos implementan estrategias para la detección de daños y caracterización de estructuras de ingeniería, y se conocen por sus sigas en inglés de SHM, *Structural Health Monitoring*. Los métodos SHM son generalmente empleados en los sectores civil, mecánico y aeroespacial. Dentro de ellos el daño es entendido como cualquier cambio en las propiedades dinámicas del material, en sus propiedades geométricas y/o en sus condiciones de contorno que afectan negativamente al rendimiento de la estructura.

Muchas investigaciones en SHM se realizan sobre bases de datos estándares (como la *NASA 8-Bay* y *I-40 Bridge*) sin comprobar su desempeño sobre estructuras reales. Al respecto, autores como Sohn H, Farrar Ch., Hemez F., Shunk D., Stinemates D., entre otros [72], [83], opinan que el verdadero mérito de estas técnicas está en la aplicación sobre estructuras reales dentro de su entorno operativo en lugar de pruebas de laboratorio, debido a que los datos de estos ensayos se realizan en condiciones muy controladas y a que en condiciones reales de operación y ambientales pueden no proporcionar buenos resultados. Incluso, los cambios producidos por la presencia de ruido en las mediciones durante los ensayos en estructuras reales pueden ser significativos. Investigaciones sobre estructuras reales implican un elevado coste, que puede ser fácilmente justificado teniendo en cuenta que la inversión en estas tecnologías es claramente retribuida al extender la vida útil de las estructuras.

3.1. El método de vibraciones y su fundamento físico

3.1.1. Métodos de vibración para la detección de daños

Como es bien conocido, la dinámica de un sistema puede ser descrita mediante su respuesta a las vibraciones. Así pues, los métodos basados en el análisis de vibraciones, reconocen los cambios en dichas propiedades dinámicas ya que se basan fundamentalmente en el principio físico de que los cambios en las propiedades físicas de la estructura como masa (M), amortiguamiento (C) y rigidez (K) producen cambios en la respuesta vibracional del sistema [30].

La mayoría de los trabajos realizados mediante análisis de vibraciones tratan los casos de vigas, placas, puentes, plataformas marinas, estructuras civiles y aeroespaciales y materiales compuestos [31], [25], [72], [83], [30], [45]. Sin embargo, hasta la fecha no se han encontrado trabajos previos o publicaciones de otros autores sobre la aplicación de la técnica de vibraciones para detección de daño en disipadores de energía de tipo histérico, que es el objeto de esta investigación. Concretamente, esta investigación se centra en un tipo particular de disipador de energía denominado *Web Plastifying Damper* (WPD).

Los daños que sufren los disipadores de energía WPD después de aplicarles una carga consisten principalmente en cambios en su rigidez debido a la deformación plástica que sufre el acero. Este cambio físico en el disipador produce cambios en sus frecuencias de resonancia, las cuales pueden ser obtenidas del registro temporal de vibraciones mediante el método de vibraciones.

Las técnicas basadas en vibraciones analizan dichos cambios en las frecuencias de resonancia, modos de vibración y amortiguamientos del sistema. También se incluyen en estas técnicas otros procedimientos como los que usan un modelado numérico y de detección de respuestas no lineales [31]. La aplicación de uno u otro de estos métodos depende del tipo de problema y del tipo de estructura en cuestión.

Un requisito indispensable para el uso de estas técnicas en detección de daño es el conocimiento a priori de la estructura no dañada (modelos analíticos del sistema, modelos de elementos finitos, datos experimentales, etc.). Si este tipo de datos no está disponible, no es posible la detección del daño ya que estos métodos se basan en la comparación y observación de cambios sufridos por la estructura en referencia con su estado sano. Para el caso de los disipadores WPD objeto de esta investigación, se han realizado simulaciones con elementos finitos y ensayos de vibraciones en el laboratorio, con objeto de conocer la respuesta frecuencial de un disipador sin daño. Esta caracterización del disipador sano se presenta en detalle en el Capítulo 5 de esta Memoria.

3.2. Las técnicas SHM y sus procesos básicos

Las técnicas SHM se basan en la observación y evaluación en el tiempo de una estructura para determinar su estado de daño. Estas observaciones se realizan mediante un conjunto de sensores situados sobre la estructura que adquieren los registros de las señales de excitación y de la respuesta dinámica de la estructura. De estos registros se extraen las características sensibles al daño y mediante un análisis estadístico es posible detectar la presencia de daño. Este proceso debe hacerse periódicamente dado el deterioro temporal de la estructura y del sistema de medida. En el desarrollo de los algoritmos de un sistema SHM se debe tener especial cuidado con las condiciones ambientales y de operatividad de la estructura para que no interfieran sobre las predicciones de daño.

La principal ventaja de las técnicas SHM sobre otras técnicas de monitorización de daño es que permiten un conocimiento rápido, en tiempo real, de la salud de una estructura tras un evento extremo como pueden ser fuertes vientos, explosiones o sismos, en el caso de edificios.

En los últimos años han ido tomando relevancia los aspectos referentes a la instrumentación, la cantidad, tipo y ubicación de los sensores a la hora de aplicar las técnicas SHM [72]. Muchas de estas técnicas pueden tener mal desempeño en aplicaciones reales debido a las restricciones impuestas por los datos registrados, razón por la cual es importante determinar el número mínimo de sensores requeridos y determinar a priori su ubicación para que la aplicación final produzca resultados satisfactorios. Otro aspecto importante es el concerniente a una correcta selección de parámetros sensibles al daño. El nivel de sensibilidad de dichos parámetros en defectos pequeños es un aspecto que ha provocado controversia, lo cual es importante ya que el usuario final debe tener la plena confianza de si es posible reparar la estructura a tiempo [31]. La posibilidad de utilizar las excitaciones naturales como vibraciones inducidas por el medio ambiente en lugar de excitar de forma artificial es otro aspecto muy investigado en la actualidad, especialmente para estructuras de gran envergadura y que requieren una evaluación durante largos periodos de tiempo como en el caso de puentes y plataformas de alta mar (*offshore*).

Los axiomas fundamentales que rigen las técnicas SHM establecidos en [72] son:

- *Axioma I*: Todos los materiales tienen defectos inherentes.
- *Axioma II*: Para evaluar un estado de daño se requiere hacer una comparación entre dos estados del sistema.
- *Axioma III*: La identificación del daño y su localización pueden hacerse en modo de aprendizaje no supervisado¹. La identificación del tipo de daño y su magnitud requieren de un aprendizaje supervisado².
- *Axioma IVa*: Los sensores por si solos no pueden medir el daño, se requiere un procesamiento de señales para la extracción de características y un proceso de clasificación estadística para que los datos de los sensores permitan extraer información sobre los daños.
- *Axioma IVb*: Las características seleccionadas deben ser sensibles al daño y robustas frente a los cambios en de las condiciones operacionales y ambientales de la estructura.
- *Axioma V*: Los requerimientos de un sistema SHM son específicos para cada estructura y dependen de la escala y longitud de tiempo con que se prevé el inicio y evolución del daño.
- *Axioma VI*: Es deseable que los algoritmos del sistema de SHM desarrollado tengan la mayor sensibilidad al daño posible y aún así sean robustos ante el ruido, aunque estas dos características se contrarrestan mutuamente.
- *Axioma VII*: Los rangos de frecuencia con que se debe excitar el sistema son inversamente proporcionales a la magnitud de los daños que se pueden detectar. Cuanto más pequeños sean los daños que se desean detectar, más alta debe ser la frecuencia a la que se debe excitar al sistema.

Los elementos fundamentales que componen un sistema de SHM según [72] son: la estructura o sistema a inspeccionar, el conjunto de sensores (que dependen de la variable o característica física sensible al daño que se desea medir), los sistemas de adquisición, transferencia, almacenamiento y gestión de los datos y finalmente los algoritmos desarrollados para la interpretación y diagnóstico.

¹Se denomina aprendizaje no supervisado al que se realiza cuando sólo se dispone de datos de la estructura sin daño.

²El aprendizaje supervisado se realiza cuando se dispone de datos tanto de la estructura sana como de diferentes tipos y magnitudes de daño.

Estos elementos fundamentales son empleados dentro de los cuatro procesos básicos que se desarrollan para implementar una técnica SHM. Estos procesos se basan fundamentalmente en el reconocimiento de los patrones sensibles al daño presentes en los datos registrados por los sensores y su discriminación estadística para determinar la presencia o ausencia del daño.

Los procesos básicos desarrollados en la implementación de una técnica SHM son [72]:

1. Evaluación operacional.
2. Adquisición y preprocesado de datos.
3. Extracción de características.
4. Desarrollo de Modelos estadísticos.

3.2.1. Evaluación operacional

Este es el primer paso que se realiza para determinar la viabilidad de implementación de un sistema SHM para una estructura determinada. La evaluación operacional consiste en analizar las respuestas a cuatro preguntas básicas las cuales están orientadas a las peculiaridades propias del sistema a inspeccionar. Esta información determina la necesidad y las posibilidades de aplicar o no las técnicas SHM bajo las limitaciones operacionales y las características de daño propias del sistema.

Teniendo en cuenta que en esta investigación el sistema a inspeccionar es una sección-I de los disipadores de energía histeréticos tipo WPD descritos en el Capítulo anterior, se justificará la necesidad de implementación de un sistema SHM para esta aplicación en base a la respuesta a las siguientes preguntas:

¿Qué motivos económicos y/o de seguridad justifican llevar a cabo la evaluación?

El poder garantizar plenamente la seguridad de una estructura tras un evento sísmico es crucial para evitar la pérdida de vidas humanas y los altos costes económicos inherentes. Una forma sencilla de garantizar dicha seguridad es sustituir todos los disipadores de energía WPD tras un evento sísmico. Sin embargo esto puede suponer incurrir en costes económicos tan elevados como innecesarios porque la capacidad última de disipación de energía de los disipadores suele ser muy elevada y no se agota normalmente con sismos de baja intensidad, ni incluso con un sismo severo.

El conocer el estado físico de las secciones-I del disipador WPD tras el evento sísmico, hace posible tomar decisiones sobre la necesidad o no de cambiar los disipadores, y puede traducirse en unos ahorros económicos muy importantes. El acceso a esta información permite evaluar los diferentes niveles de daño sufridos por el disipador y determinar la

capacidad remanente de disipación de energía del dispositivo, lo que garantiza reducir notablemente los costes que implican la sustitución total de los disipadores instalados en el edificio evitando además poner en peligro la seguridad de la edificación y la vida de las personas que habitan en él. Por estas razones se justifica realizar su evaluación mediante las técnicas SHM.

¿Cómo se define el daño en el sistema a supervisar?

Los disipadores de energía instalados sobre una edificación cumplen la tarea de absorber la mayor parte de la energía que el terremoto introduce en la estructura, y de esa manera proteger al resto de elementos estructurales (vigas y pilares) que forman el sistema resistente principal frente a cargas gravitatorias. Concretamente el disipador WPD está diseñado para concentrar la disipación de energía en las uniones entre el alma y las alas de las secciones-I (ver Figuras 1.4 y 2.33) las cuales se ven sometidas a deformaciones por flexión. El disipador plastifica cuando el acero del que está hecho sobrepasa su límite elástico. La plastificación del acero altera las propiedades dinámicas del dispositivo, principalmente su rigidez. Estos cambios se ven reflejados en la variación de las frecuencias propias de los elementos (secciones-I).

¿Cuáles son las condiciones operativas y ambientales del sistema?

Los disipadores de energía WPD son elementos pasivos que permanecen en reposo hasta el momento en que son sometidos a una carga dinámica. Concretamente, las deformaciones se producen en el disipador durante la aplicación de la carga. En la práctica, el daño sufrido por el disipador es analizado una vez haya finalizado la aplicación de la carga, es decir, cuando el sistema está nuevamente en reposo. Durante el periodo en que se realizan las medidas con los sensores, el sistema no está operativo y puede ser tratado como un sistema invariante en el tiempo.

Sin embargo, las condiciones ambientales a las que se encuentran expuestos los disipadores sí repercuten en el sistema SHM y se deben tratar con especial cuidado. Las condiciones operativas vienen determinadas fundamentalmente por los niveles de ruido ambiental que existan en el exterior del edificio. Por ello se debe tener especial cuidado con la instalación y protección de los sensores que están expuestos a las condiciones ambientales del exterior.

¿Qué limitaciones operativas podrían existir para la adquisición de los datos?

En condiciones reales, estas limitaciones dependerán principalmente de la accesibilidad de las conexiones de los sensores adheridos en los disipadores y del estado en que se encuentre la instrumentación electrónica (sensores, actuadores, cableado, pines de conexión, etc.) después del terremoto. Otras condiciones a tener en cuenta son la posibilidad de rotura de los sensores durante el evento sísmico y de envejecimiento del sensor tras un periodo prolongado de tiempo (desgaste del efecto piezoeléctrico).

3.2.2. Adquisición y preprocesado de los datos

Adquisición de los datos

En esta etapa se selecciona la magnitud física que se va a medir, el tipo, número y ubicación de sensores más apropiado. También se define el ancho de banda de trabajo, el *hardware* adecuado para la adquisición y almacenamiento de los datos, la frecuencia y duración de los ensayos y el número de registros necesarios. Todo ello teniendo en cuenta las consideraciones económicas. En esta Sección se presentan los rasgos más generales sobre la adquisición y preprocesado de los datos. Las características más detalladas de la instrumentación y la justificación de su elección para esta aplicación, se presentan en Capítulo 4 de esta Memoria.

Para esta aplicación se ha seleccionado como variable física a medir la respuesta del sistema a vibraciones inducidas. Esta selección se ha hecho teniendo como base el principio físico de que cambios en las propiedades dinámicas de una estructura ocasionan cambios en las frecuencias propias del sistema.

Para generar las vibraciones en el sistema y medir su respuesta, se han seleccionado actuadores y sensores de material piezoeléctrico cerámico y polímero. Los piezoeléctricos cerámicos son elegidos como sensores y como actuadores por su respuesta lineal en un amplio rango de frecuencias (entre 0,3 a 23 kHz) y su elevada capacidad de actuación (proporcional a las dimensiones de la cerámica). El principal inconveniente que presentan los sensores cerámicos para esta aplicación es su escasa flexibilidad y su fragilidad. Adicionalmente requieren un cuidadoso proceso de instrumentación (elección de cableado apropiado, soldadura del cableado a los electrodos, realización interfaces de conexión con el sistema de adquisición, conocimiento previo en el uso de los adhesivos de fijación, etc.), lo cual eleva su coste. Por otro lado, los piezoeléctricos de polímero aunque tienen un efecto piezoeléctrico y sensibilidad más baja, son elegidos por su respuesta plana en el ancho de banda deseado y principalmente por su flexibilidad que les permite ser solidarios con las deformaciones que sufre el disipador durante la aplicación de la carga dinámica. Su flexibilidad les permite eliminar los riesgos de rotura del sensor durante un terremoto. Los piezopolímeros utilizados para esta aplicación se pueden encontrar ya instrumentados, en el mercado algunos de ellos con adhesivo incorporado listo para su fijación sobre la superficie. Estas características facilitan y reducen el coste de la instalación. En el Capítulo 4 de esta Memoria se detallan las características de los dos tipos de piezoeléctricos (respuesta en frecuencia, operatividad eléctrica, la influencia de factores externos como la humedad o temperatura sobre la respuesta del sensor, etc.), así como el proceso de instrumentación y tipo de cableado y elementos desarrollados para su conexión.

Para determinar el número y ubicación final de los actuadores y sensores se han realizado diferentes pruebas en las que también se ha ido variando el tiempo de medida y número de registros realizados. La descripción de estas pruebas, los resultados obtenidos, así como la descripción de la instrumentación empleada en cada ensayo se detallan en los Capítulos del 5 al 8 de esta Memoria.

Cabe mencionar que en la actualidad se está desarrollando una instrumentación más compacta y portable para la misma aplicación, la cual incluye en un mismo dispositivo el *hardware* y *software* de generación, adquisición, almacenamiento y procesado de datos. El objetivo de este nuevo dispositivo es que el registro y análisis de los datos se puedan realizar en tiempo real para una pronta evaluación del daño. Este nuevo dispositivo requiere una evaluación más detallada de los requerimientos en función de las limitaciones de *hardware* del sistema portátil (voltajes de operación mínimos, reducida capacidad de almacenamiento, frecuencias de operación, etc.). El análisis de estos requerimientos, así como los desarrollos obtenidos con esta nueva instrumentación serán objeto de trabajos futuros.

Preprocesado de los datos

Esta etapa se refiere a la normalización, limpieza e integración de los datos de vibraciones registrados en la etapa anterior. La normalización es necesaria para poder realizar comparaciones y cuantificaciones estadísticas entre medidas hechas en diversas condiciones operativas (mayor o menor potencia de la señal de excitación, niveles de voltaje DC debidas a la instrumentación utilizada, etc.) o medio-ambientales (condiciones de ruido de fondo de diferente magnitud). A través de la limpieza de los datos se seleccionan los registros válidos y se rechazan las mediciones erróneas. El filtrado de datos permite que se eliminen los datos de ruido como los generados por la red eléctrica o frecuencias parásitas y seleccionar anchos de banda de interés para el análisis. Tanto la limpieza como el filtrado de datos requieren un conocimiento previo del sistema y de sus características particulares de forma que no se descarte o eliminen datos relevantes.

Finalmente, se puede realizar una integración de datos adquiridos por varios sensores para obtener un resultado más robusto. Existen procesos sofisticados para esta integración como son los realizados mediante técnicas de redes neuronales artificiales para redes de sensores.

3.2.3. Extracción de características y condensación de información

En esta etapa se identifican las propiedades del sistema que son sensibles al daño y que permiten distinguir entre una estructura sana y otra dañada. En este caso la característica sensible al daño seleccionada es el desplazamiento en las frecuencias de resonancia extraído mediante el cálculo de la densidad espectral de potencia y la función de respuesta en frecuencia de señales de vibración como se explica en la Sección 3.4.

La base para una buena selección de características es la experiencia previa con los datos, el conocimiento del sistema y de las propiedades que determinan su daño. Si no se cuenta con esa información, se puede recurrir a procesos como:

- Simulación numérica de defectos similares a los esperados en condiciones reales y análisis de la respuesta de los sistemas simulados con y sin daño.
- Realizar pruebas de laboratorio sometiendo la estructura a una carga real y analizar los cambios producidos en la respuesta del sistema frente a la estructura sana.
- Realizar ajustes de modelos lineales o no lineales de la respuesta de la estructural a través de los datos registrados y detectar los cambios en los parámetros.

En general se desea que la dimensión del vector de características sea baja, por lo que posiblemente se requiera aplicar técnicas robustas de reducción de datos cuando los datos experimentales son adquiridos durante un periodo prolongado de tiempo. Tras esta reducción, se deben conservar las características que han sido seleccionadas para la detección del daño aún bajo las influencias de la variabilidad ambiental y operativa.

3.2.4. Desarrollo de los modelos estadísticos

Una característica que deben cumplir los parámetros empleados en la detección del daño estructural, es la incertidumbre inherente a las medidas. Esta incertidumbre genera pequeñas diferencias de una medición a la otra como resultado del llamado *ruido en la señal*: pequeñas variaciones en las condiciones de la prueba, efectos del medio ambiente (tales como temperatura y viento, etc.) [31], [83], [30]. Estas incertidumbres deben tenerse presentes en los indicadores de daño para evaluar si un cambio en el indicador es suficientemente grande (estadísticamente significativo) para detectar daño, o si ese cambio es atribuido a variaciones naturales en las mediciones. Si es así, es necesario cuantificar estos cambios de forma que permitan identificar cuando la estructura está dañada. Estos algoritmos estadísticos pueden ser de aprendizaje supervisado o no supervisado. En este trabajo se han implementado métodos estadísticos no paramétricos para la detección del daño. Estos métodos serán explicados en la Sección 3.4.

Hay cinco niveles dentro del proceso completo de detección daño SHM que responden a las siguientes cinco preguntas [72]:

- *Nivel 1*: Identificación de la existencia del daño ¿Hay daños en el sistema?
- *Nivel 2*: Identificación la localización del daño ¿Si hay daño, dónde está?
- *Nivel 3*: Identificación del tipo daño ¿Qué tipo de daño es?
- *Nivel 4*: Identificación de la magnitud del daño ¿Cómo de grave es el daño?
- *Nivel 5*: Realizar un pronóstico de la vida útil de la estructura ¿Cuánto tiempo le queda?

En el caso de los disipadores WPD, se conoce a priori la localización del daño que sufre el disipador al someterse a las cargas dinámicas. El daño se produce en la unión del alma con las alas del perfil (ver Sección 2.3.2) por lo que no interesa desarrollar el nivel

2 del proceso de detección de daño. Tampoco se requiere desarrollar el nivel 3 de identificación del tipo de daño ya que la naturaleza del daño también es conocida y es debida a la pérdida de rigidez asociada al desarrollo de deformaciones plásticas en el acero. Según lo anterior, esta investigación se centrará en el desarrollo de las técnicas de detección y estimación de la magnitud del daño que se describen en la siguiente Sección (niveles 1 y 4).

Finalmente, una vez realizados los algoritmos con los datos simulados u obtenidos en el laboratorio, se deben probar con datos reales para determinar la sensibilidad de las características seleccionadas y estudiar la posibilidad de falsos positivos o falsas alarmas (detectar un daño que no existe) y falsos negativos o daños perdidos (no detectar el daño cuando sí está presente) lo cual es aún más grave. Esto dependerá del nivel de riesgo establecido y del tipo de probabilidad de ocurrencia de error (Tipo I o Tipo 2) que se describirán más adelante.

3.3. Métodos estadísticos de series temporales de vibración para SHM

Los métodos estadísticos de series temporales de vibración (señales de vibración) son aquellos que usan la respuesta de vibraciones del sistema y/o las señales de excitación aleatoria del mismo para construir un modelo estadístico (identificación del modelo) en base al cual poder realizar una prueba o ensayo también estadístico para tomar decisiones sobre el daño. Estos métodos son fundamentalmente del tipo inverso, esto es, están basados en datos (*data-based*) en lugar de en las constantes físicas (*physics-based*).

3.3.1. Clases de métodos estadísticos de series temporales

Hay dos clasificaciones para los métodos estadísticos, una en base a las señales de vibraciones disponibles y otra en base a la técnica utilizada para estimar los modelos.

Clasificación según las señales de vibraciones disponibles

Los métodos estadísticos se pueden clasificar según sea observable o no observable su señal de excitación. Si la señal de excitación es observable, esto es, que se puede medir, el método es de excitación-respuesta, *input-output*. Si la excitación no es observable el método es de solo respuesta, *output-only*.

- *Métodos de excitación-respuesta (input-output)*: Usan los datos tanto de excitación $x[t]$ como de las respuestas del sistema $y[t]$ a estas excitaciones. Por lo general estos métodos son los más efectivos para la detección de daño ya que al tener información sobre la excitación es posible hacer una selección más precisa de la información que corresponde sólo al sistema o estructura de análisis.

- *Métodos de solo respuesta (output-only)*: La estimación del modelo se realiza solo con los datos de respuesta del sistema $y[t]$. La excitación, en este caso, no es observable y corresponde a las vibraciones de origen natural como el viento o tránsito de coches para un puente, etc. Estos métodos son menos precisos, ya que al no disponer de información sobre la excitación, ésta se puede confundir o ser asumida como información propia de la estructura y producir un modelo erróneo.

Clasificación según la técnica utilizada para estimar el modelo

Según la técnica utilizada para la estimación del modelo, los métodos estadísticos de series temporales se pueden dividir en paramétricos y no paramétricos, como se muestra en la Figura 3.1.

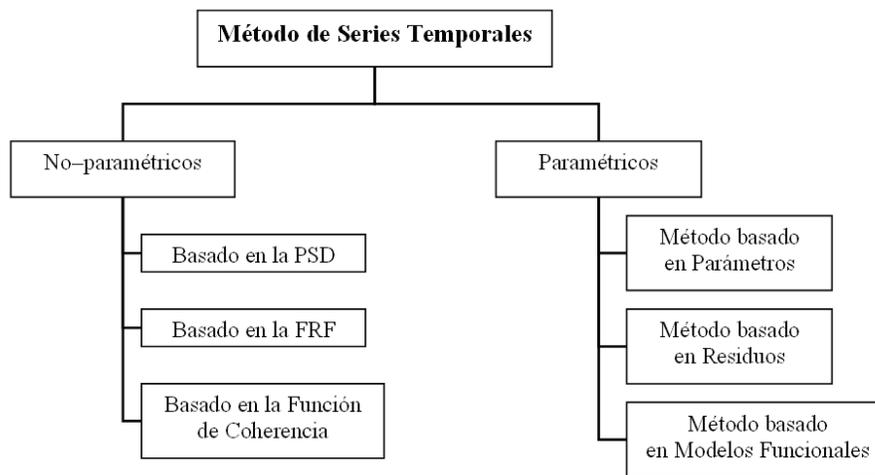


Figura 3.1: Clasificación de los métodos estadísticos para la detección del daño

- *Métodos paramétricos*: Son métodos que requieren un elevado coste computacional debido a su complejidad. Adicionalmente requieren una elevada experiencia del usuario que los implementa. Sin embargo, son aconsejables para aplicaciones que requieren de mucha precisión. Entre estos métodos se encuentran los que están basados en los parámetros del modelo, los que están basados en los residuales del modelo (varianza residual, función de verosimilitud, etc.) y los que se basan en el modelo funcional del sistema.
- *Métodos no paramétricos*: Estos métodos tienen un nivel de complejidad menor por lo que requieren un menor coste computacional. Su principal desventaja es que al ser más generales, su precisión es menor. Los métodos no paramétricos se basan generalmente en modelos en el dominio de la frecuencia y tienen en cuenta la información sobre las resonancias, modos de vibración, etc.

Entre los métodos no paramétricos se encuentran la densidad espectral de potencia, PSD, la función de respuesta en frecuencia, FRF, o la función de coherencia. Estos métodos serán explicados en detalle más adelante.

3.3.2. Ventajas y desventajas del uso de los métodos estadísticos para SHM

Entre las principales ventajas que presentan los métodos estadísticos de series temporales se encuentran los siguientes:

- No requieren conocimiento detallado de las bases físicas del comportamiento de la estructura ni la implementación de modelos de elementos finitos o simulaciones.
- No requieren una modelación completa y detallada del sistema. Son suficientes las estimaciones de modelos realizados con las señales de excitación y respuesta del sistema.
- Tienen en cuenta las incertidumbres inherentes debidas a las condiciones operacionales y ambientales en la toma de los datos.
- La toma de decisiones estadísticas se hace en base a características de rendimiento específicas.
- Se puede hacer uso de registros de vibraciones aleatorias naturales del sistema sin necesidad de interrumpir su normal funcionamiento.
- No requieren inspección visual.
- Hacen una cobertura global de la estructura.
- Permiten la reducción de coste y de tiempo en la evaluación del daño.
- Permiten que el proceso pueda realizarse de forma automática.
- Permiten una respuesta rápida, casi en tiempo real, y de forma continua.

Estas ventajas, sumadas a su bajo coste de implementación, hacen de ellos un método recomendable en la detección de daño de disipadores de energía instalados en edificaciones.

Sus desventajas son:

- Los fallos detectados pertenecen solo a las señales de vibraciones con las que se cuenta. No se usan modelos completos.
- Requieren un conocimiento previo de la estructura y de los datos para su adecuada implementación e interpretación de resultados.
- Son menos sensibles que los métodos locales.

- El grado de incertidumbre puede ser elevado.
- Es posible que los cambios detectados no tengan relación con el daño.
- Es posible que se vean afectados por los cambios en las condiciones de contorno y conectividad del sistema.
- Las variaciones ambientales y operacionales (temperatura, humedad y condiciones de carga) pueden afectar la respuesta a las vibraciones.
- Es posible que la estructura no presente un comportamiento estacionario.

En [26] se puede encontrar un compendio detallado de métodos de detección de daño basados series temporales de vibraciones además de una discusión sobre las limitaciones y beneficios generales de su aplicación.

3.3.3. Representaciones de un sistema mediante series temporales

Un sistema en general puede ser representado como una *caja negra* de la que se desconoce su comportamiento, con una entrada $x[t]$ y una salida $y[t]$ como se muestra en la Figura 3.2.

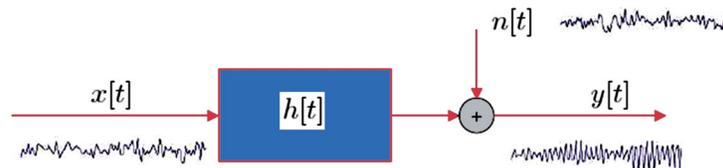


Figura 3.2: Representación general de un sistema

Si la señal de excitación $x[t]$ es aleatoria (ruido blanco, viento, turbulencia, tráfico, terremotos, etc.), el sistema responde ante dicho estímulo con otra señal aleatoria $y[t]$ que en la mayoría de los casos está contaminada por un ruido $n[t]$ que también es aleatorio. En este sentido, las series temporales $x[t]$ y $y[t]$ son secuencias de observaciones aleatorias que pueden ser escalares o vectoriales.

El sistema, representado en la Figura 3.2 como $h[t]$, generalmente se considera determinista y estacionario (invariante en el tiempo). Si se desea realizar un modelo del sistema a través de las observaciones de excitación y respuesta, dicho modelo será una representación aproximada del sistema real dado que depende exclusivamente de las medidas hechas en un determinado tiempo. Dada la aleatoriedad de estas observaciones, el proceso se puede definir como un proceso estocástico, que puede ser descrito en función de la distribución de probabilidad de dichas observaciones aleatorias.

Representaciones de solo respuesta: densidad espectral de potencia

En estas representaciones, el sistema se excita con señales aleatorias no observables o que no pueden ser medidas (generalmente de tipo natural como viento, terremotos, turbulencia, tráfico, etc.). Las señales de respuesta a esas excitaciones son también aleatorias.

Para representar el sistema se pueden realizar mediciones con sensores que capturen la respuesta del sistema a dichas excitaciones durante intervalos de tiempo fijos y representar dichos registros en un mismo vector de tiempos, como se muestra en la Figura 3.3.

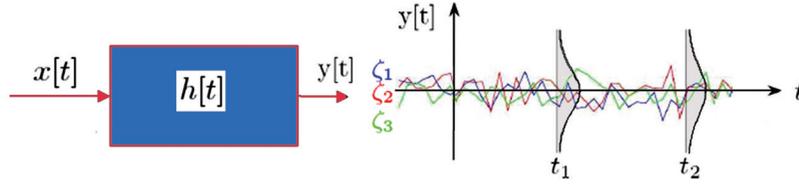


Figura 3.3: Respuestas del sistema al ser excitado con señales aleatorias

Si en la representación de las señales temporales, Figura 3.3, se analiza uno solo de los instantes de tiempo, por ejemplo t_1 , se obtendrá un conjunto de muestras, cada una de las cuales muestra pertenece a cada uno de los registros hechos. Ese conjunto de muestras forman un vector, $Y[t_1]$, con función densidad de probabilidad (fdp) gaussiana caracterizada por una media μ y varianza σ^2 , esto es:

$$Y[t_1] \sim N(\mu, \sigma^2) : f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{-\frac{(y-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.1)$$

$$\mu = E\{Y[t_1]\} \quad (3.2)$$

$$\sigma^2 = E\{(Y[t_1] - \mu)^2\} = Var(Y[t_1]). \quad (3.3)$$

Esta función de probabilidad se representa en la Figura 3.4.

De igual forma se puede realizar el mismo análisis para dos instantes de, por ejemplo t_1 y t_2 , cada uno de los cuales tiempo forma una variable aleatoria $Y[t_1]$ y $Y[t_2]$ que se pueden incluir dentro de un vector aleatorio $\mathbf{Y} = [Y[t_1], Y[t_2]]^T : [Y_1, Y_2]^T$. El vector \mathbf{Y} también se puede caracterizar por una distribución gaussiana, esto es:

$$\mathbf{Y} \sim N(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Gamma}) \quad (3.4)$$

donde $\boldsymbol{\mu}$ es el vector de medias y $\boldsymbol{\Gamma}$ representa la matriz de covarianza.

$$\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \mu_2]^T = [E\{Y_1\}, E\{Y_2\}]^T \quad (3.5)$$

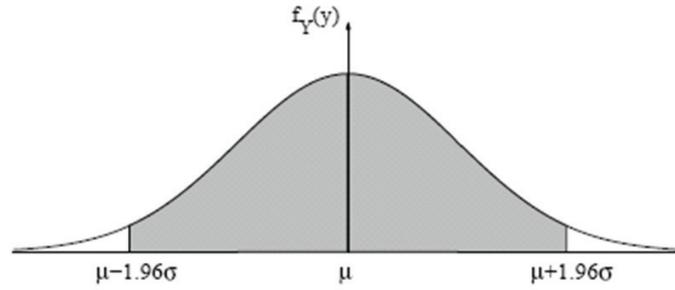


Figura 3.4: *fdp para la variable aleatoria $Y[t]$ para un instante de tiempo t*

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{E} \{ (\mathbf{Y} - \mu)(\mathbf{Y} - \mu)^T \}. \quad (3.6)$$

La función densidad de probabilidad (fdp) gaussiana para el vector \mathbf{Y} se puede describir como:

$$f_{\mathbf{Y}}(y) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^2 \det(\mathbf{\Gamma})}} \cdot e^{-\frac{1}{2}(\mathbf{y}-\mu)^T \cdot \mathbf{\Gamma}^{-1} \cdot (\mathbf{y}-\mu)} \quad (3.7)$$

y se representa en la Figura 3.5.

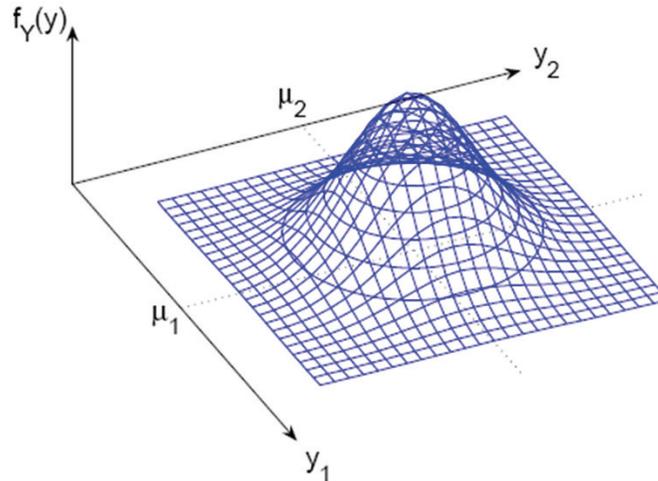


Figura 3.5: *fdp para el vector de variables aleatorias \mathbf{Y} en dos instantes de tiempo t_1 y t_2*

La Ecuación 3.6 para las covarianzas también se puede representar como:

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{Bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \text{Var}(Y_1) & \text{Cov}(Y_1, Y_2) \\ \text{Cov}(Y_1, Y_2) & \text{Var}(Y_2) \end{Bmatrix} \quad (3.8)$$

donde

$$\gamma_{11} = Var(Y_1) = E\{(Y_1 - \mu_1)^2\} \quad (3.9)$$

$$\gamma_{22} = Var(Y_2) = E\{(Y_2 - \mu_2)^2\} \quad (3.10)$$

$$\gamma_{12} = \gamma_{21} = Cov(Y_1, Y_2) = E\{(Y_1 - \mu_1)(Y_2 - \mu_2)\} = \rho_{12} \cdot \sigma_1 \cdot \sigma_2 \quad (3.11)$$

y ρ_{12} es el coeficiente de correlación, el cual toma valores entre 1 y -1 .

De la misma forma que en los casos anteriores (para uno y dos instantes de tiempo), se pueden considerar más instantes de tiempo $\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T$, donde N representa el número de instantes de tiempo.

De forma general, para representar por completo un sistema mediante sus señales de respuesta de vibración, se requiere el cálculo de dos cantidades denominadas momentos estadísticos:

- 1^o momento: La media o vector de medias de medias $\mu[t]$.
- 2^o momento: La autocovarianza³ γ ó función de autocorrelación, definidas como

$$\gamma_{12} = \gamma_{21} = Cov(Y_1, Y_2) = E\{(Y_1 - \mu_1)(Y_2 - \mu_2)\} = \rho_{12} \cdot \sigma_1 \cdot \sigma_2. \quad (3.12)$$

Caso estacionario (invariante en el tiempo)

Para el caso estacionario, los momentos 1^o y 2^o no dependen del tiempo, esto es:

$$\mu[t] = \mu \rightarrow \text{constante, y} \quad (3.13)$$

$$\gamma[t_1, t_2] = \gamma[t_1 - t_2] = \gamma[t_2 - t_1]. \quad (3.14)$$

Haciendo $\tau = t_2 - t_1$, la Ecuación 3.14 que representa la ACF (función de autocorrelación⁴) puede escribirse como:

$$\gamma(\tau) = \gamma(-\tau) \quad (3.15)$$

$$ACF : \gamma(\tau) = E\{(y(t) - \mu)(y(t - \tau) - \mu)\} \quad (3.16)$$

³Algunos autores usan indistintamente la función de autocovarianza y la autocorrelación, las cuales se diferencian entre sí por estar o no normalizadas por la varianza.

⁴La función de autocorrelación, ACF, de una serie temporal discreta es la correlación de “sí misma” con una versión desplazada de “sí misma”. Es útil para encontrar patrones repetitivos dentro de una señal como un periodo o frecuencia que se encuentran enmascarados dentro de la señal.

$$ACF : \gamma(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^N (y(t) - \mu) (y(t - \tau) - \mu). \quad (3.17)$$

En algunos casos, la ACF se presenta de forma normalizada, esto es:

$$\rho(\tau) = \frac{\gamma(\tau)}{\sigma^2} = \frac{E\{(y(t) - \mu) (y(t - \tau) - \mu)\}}{\sigma^2}. \quad (3.18)$$

La densidad espectral de potencia

El 2º momento estadístico descrito por la Ecuación 3.16 puede ser expresado en el dominio de la frecuencia como:

$$S(\omega) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \gamma[\tau] \cdot e^{-j\omega\tau T_s}. \quad (3.19)$$

Esta cantidad se denomina densidad espectral de potencia o PSD por sus siglas en ingles, *Power Spectral Density*, donde T_s es el tiempo de muestreo de la señal. En base a la Ecuación 3.19, la PSD de una señal se define como la *Transformada de Fourier* (Transformada Z) de la ACF $\gamma(\tau)$, esto es:

$$S(\omega) = \mathbb{F}\{\gamma[\tau]\}. \quad (3.20)$$

La PSD obtenida de la Ecuación 3.20 es una función en el dominio de los números reales, es una función par, $S(\omega) = S(-\omega)$, y es periódica con periodo $\frac{2\pi}{T_s}$.

La Figura 3.6 muestra las gráficas en el tiempo y las ACF y PSD para dos tipos de señales aleatorias: una señal de ruido blanco⁵, $w[t]$, (Figura 3.6a) considerada como una señal puramente aleatoria independiente y no-correlacionada, y una señal estacionaria⁶, $y(t)$ (Figura 3.6d).

La función de autocorrelación ACF para la señal de ruido blanco (Figura 3.6b) es una señal delta, esto es:

$$\tau[t] = \delta[1] \cdot \sigma^2 \quad (3.21)$$

$$\delta[\tau] = \begin{cases} \delta[0] = 1, & \tau = 0 \\ \delta[\tau] = 0, & \tau \neq 0. \end{cases} \quad (3.22)$$

⁵Una señal de ruido blanco está compuesta por una serie de variables aleatorias no correladas y tiene componentes espectrales en todas las frecuencias.

⁶Las señales estacionarias son constantes en sus parámetros estadísticos a lo largo del tiempo. Una observación de una señal estacionaria, será igual que cualquier otra observación realizada en otro instante de tiempo, esto es, su nivel es el mismo y su distribución y desviación estándar son iguales.

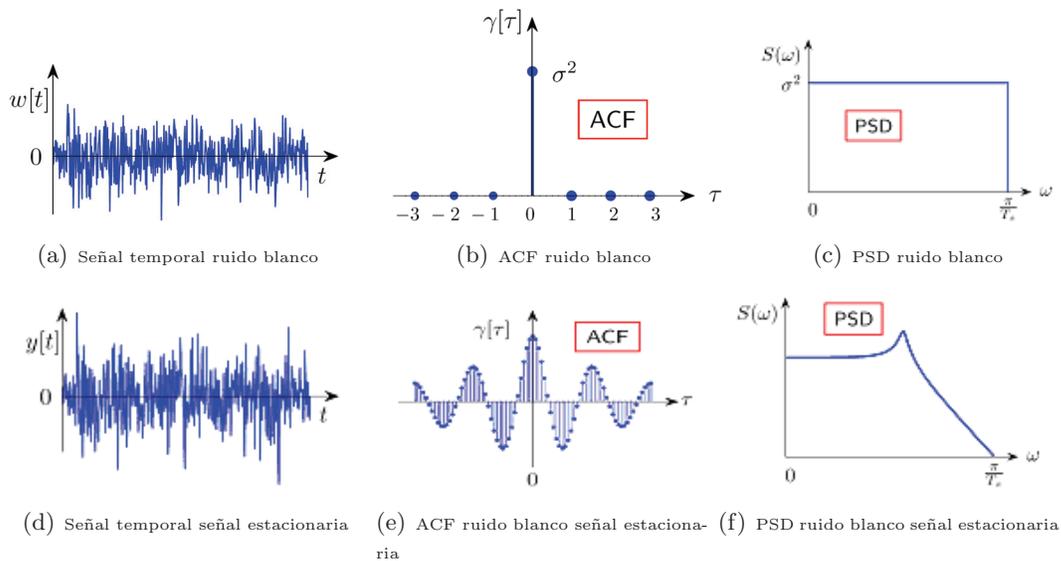


Figura 3.6: Gráficas para una señal de ruido blanco y una señal de vibraciones estacionaria

Dado que la ACF de una señal de ruido blanco tiene su máximo valor en el origen y es cero para cualquier otro valor de τ , se demuestra que es una señal no correlacionada. En otras palabras, solo se parece a “sí misma” en $\tau = 0$.

Por otro lado, la Figura 3.6e muestra la gráfica de la ACF para la señal no estacionaria. A diferencia del caso anterior, la ACF no es cero en $\tau \neq 0$, es decir es una señal que presenta tendencias de repetibilidad en algunos periodos de tiempo.

Las componentes periódicas y/o picos de resonancia de la señal se pueden ver con claridad en las Figuras 3.6c y 3.6f que corresponden a la densidad espectral de potencia, PSD. En el caso del ruido blanco, es una señal que tiene componentes espectrales en todas las frecuencias y todos sus componentes tienen el mismo nivel de energía, es decir que tiene un espectro plano en todas las frecuencias.

Por el contrario, la señal estacionaria tiene componentes frecuenciales, unas con mayor nivel de energía que otras, y su espectro no es plano. Esta característica particular permite que un sistema sea identificado mediante las señales de vibraciones que genera como lo describe el *Teorema de Wold*.

Según el *Teorema de Wold*, una señal $y[t]$ se puede obtener como la respuesta de un sistema lineal con respuesta impulsiva $h[t]$ cuando se excita con un ruido blanco $\omega[t]$ aunque este no sea observable (véase Figura 3.8).



Figura 3.7: Representación de un sistema ideal con excitación no observable

Dado que la señal de excitación $\omega[t]$ es una señal iid (*idéntica e independientemente distribuida* con $\omega[t] \sim N(0, \sigma_\omega^2)$), está caracterizada por un espectro plano (Figura 3.6c), la señal de respuesta, $y[t]$, exhibe un comportamiento determinado exclusivamente por la respuesta impulso y por tanto la estructura $h[t]$ puede ser representada en el dominio de la frecuencia mediante la PSD como se muestra en la Figura 3.6f, es decir:

$$y[t] = h[t] * \omega[t]. \quad (3.23)$$

La Ecuación 3.23 representa la convolución en tiempo entre la respuesta impulso de la estructura y la excitación, esta Ecuación se puede extender como:

$$y(t) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} h[t - \tau] \cdot \omega[\tau] = \sum_{\tau=0}^{\infty} h[\tau] \cdot \omega[t - \tau]. \quad (3.24)$$

La ACF para el sistema $h[t]$ está dado por:

$$\gamma[t] = h[t] * h[-t] \cdot \sigma_\omega^2 \quad (3.25)$$

$$\gamma[t] = \sum_{\tau=0}^{\infty} h[\tau] \cdot h[t + \tau] \cdot \sigma_\omega^2 \quad (3.26)$$

y la correspondiente densidad espectral para $h[t]$ es:

$$S(\omega) = |H(j\omega)|^2 \cdot \sigma_\omega^2, \quad (3.27)$$

donde $H(j\omega)$ se conoce como la función de respuesta en frecuencia o FRF, definida como la *Transformada de Fourier* de $h[t]$, esto es:

$$H(j\omega) = \mathbb{F}\{h[t]\} = \sum_{\tau=0}^{\infty} h[\tau] \cdot e^{j\omega t T_s}. \quad (3.28)$$

Según lo anterior, $\gamma[t]$ contiene la respuesta al impulso de $h[\tau]$ (por un factor de escala), lo cual revela que en esencia toda la información estructural está contenida en ella.

De igual forma, la densidad espectral $S(\omega)$ que contiene la magnitud de la función de respuesta en frecuencia FRF (por un factor de escala) y también contiene toda la información sobre la dinámica estructural.

Debe destacarse que en las ecuaciones en el tiempo $\gamma[t] \sim h[\tau] * h[-\tau]$ y en la frecuencia $S(\omega) \sim |H(j\omega)|^2$ (haciendo una aproximación sin el factor de escala), solo se dispone de la información de la magnitud y no de la fase. Esto se debe a que la excitación no es observable y la información sobre el retardo entre la excitación y la respuesta no está disponible.

Representaciones excitación - respuesta: función de respuesta en frecuencia

Si se cuenta con la información tanto de las excitaciones $x[t]$ como de las respuestas $y[t]$ del sistema, esto es que $x[t]$ y $y[t]$ sean observables, como se muestra en la Figura 3.8, la representación del sistema puede ser más precisa.

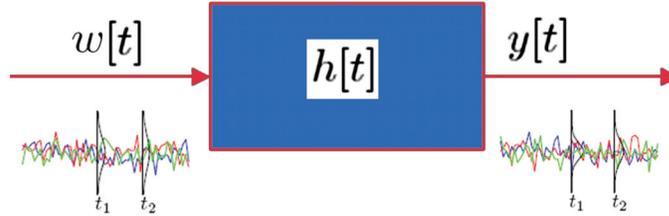


Figura 3.8: Sistema con excitaciones y respuestas observables

En este caso, se asume que las señales aleatorias $x[t]$ y $y[t]$ siguen una función densidad de probabilidad conjunta de tipo gaussiano y cualquier conjunto de fdp es también gaussiano.

De la misma forma que en las representaciones de sólo respuesta, se pueden considerar las variables aleatorias $X[t]$ ó $Y[t]$ en un simple instante de tiempo, t_1 , (fdp univariable) o dos variables aleatorias $X[t_1]$, $X[t_2]$ ó $X[t_1]$, $Y[t_2]$, ó $Y[t_1]$, $Y[t_2]$ para los instantes de tiempo t_1 y t_2 con una función densidad de probabilidad bivariable como se muestra en la Figura 3.9, representada matemáticamente como:

$$f_{X_1 Y_2}(x_1, y_2) = \frac{1}{\sqrt[2]{(2\pi)^2 \det(\mathbf{\Gamma}_{X_1 Y_2})}} \cdot \exp \left(-\frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_1 - \mu_{X_1} \\ y_2 - \mu_{Y_2} \end{bmatrix}^T \cdot \mathbf{\Gamma}_{X_1 Y_2}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_1 - \mu_{X_1} \\ y_2 - \mu_{Y_2} \end{bmatrix} \right). \quad (3.29)$$

De la Ecuación 3.29, $\mathbf{\Gamma}_{X_1 Y_2}$ representa la matriz de covarianzas, esto es:

$$\mathbf{\Gamma}_{X_1 Y_2} = \mathbb{E} \left\{ \begin{bmatrix} X_1 - \mu_{X_1} \\ Y_2 - \mu_{Y_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 - \mu_{X_1} \\ Y_2 - \mu_{Y_2} \end{bmatrix}^T \right\} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{X_1 Y_2} = \begin{bmatrix} \gamma_{X_1 X_1} & \gamma_{X_1 Y_2} \\ \gamma_{X_1 Y_2} & \gamma_{Y_2 Y_2} \end{bmatrix}, \quad (3.31)$$

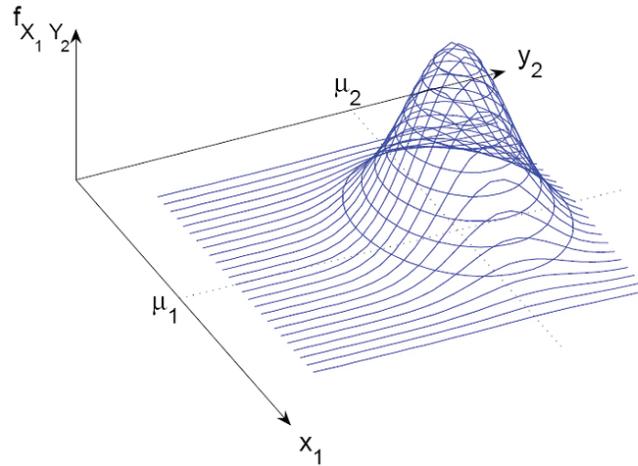


Figura 3.9: *fdp bivariable para $X[t]$ y $Y[t]$ en dos instantes de tiempo t_1 y t_2*

donde

$$\gamma_{X_1 X_1} = Var(X_1) = E\{(X_1 - \mu_{X_1})^2\} \quad (3.32)$$

$$\gamma_{Y_2 Y_2} = Var(Y_2) = E\{(Y_2 - \mu_{Y_2})^2\} \quad (3.33)$$

$$\gamma_{X_1 Y_2} = \gamma_{Y_2 X_1} = Cov(X_1, Y_2) = E\{(X_1 - \mu_{X_1})(Y_2 - \mu_{Y_2})\} \quad (3.34)$$

$$\gamma_{X_1 Y_2} = \rho_{X_1 Y_2} \cdot \sigma_{X_1} \sigma_{Y_2} = \rho_{Y_2 X_1} \cdot \sigma_{X_1} \sigma_{Y_2} \quad (3.35)$$

y $-1 \leq \rho_{X_1 Y_2} = \rho_{Y_2 X_1} \leq 1$ es el coeficiente de correlación.

Según lo anterior y de la misma forma que para el caso de solo respuesta (*output-only*), para una completa descripción de las señales se requieren dos momentos estadísticos:

- El valor medio de las señales $\mu_X[t], \mu_Y[t]$.
- Cálculo de las covarianzas (funciones de auto y cross-correlación):
 - $\gamma_{XX}[t_1, t_2]$ ó $\rho_{XX}[t_1, t_2]$
 - $\gamma_{YY}[t_1, t_2]$ ó $\rho_{YY}[t_1, t_2]$
 - $\gamma_{XY}[t_1, t_2]$ ó $\rho_{XY}[t_1, t_2]$.

Caso estacionario (invariante en el tiempo)

En el caso en que tanto la excitación como la respuesta sean señales invariantes en el tiempo, es decir que para cualquier momento las observaciones son constantes, haciendo $\tau = t_1 - t_2$, los momentos estadísticos se pueden reescribir como:

– *Primer momento:* medias constantes $\mu_X[t], \mu_Y[t] \rightarrow$ constante.

– *Segundo momento:* covarianzas

$$\gamma_{XX}[t_1, t_2] = \gamma_{XX}[t_1 - t_2] = \gamma_{XX}[\tau] = \gamma_{XX}[-\tau] \quad (3.36)$$

$$\rho_{XX}[\tau] = \frac{\gamma_{XX}[\tau]}{\sigma_X^2} \quad (3.37)$$

$$\gamma_{YY}[t_1, t_2] = \gamma_{YY}[t_1 - t_2] = \gamma_{YY}[\tau] = \gamma_{YY}[-\tau] \quad (3.38)$$

$$\rho_{YY}[\tau] = \frac{\gamma_{YY}[\tau]}{\sigma_Y^2} \quad (3.39)$$

$$\gamma_{XY}[t_1, t_2] = \gamma_{YX}[t_2, t_1] = \gamma_{YX}[t_1 - t_2] = \gamma_{YX}[\tau] = \gamma_{YX}[-\tau] \quad (3.40)$$

$$\rho_{XX}[\tau] = \frac{\gamma_{XX}[\tau]}{\sigma_X \cdot \sigma_Y}. \quad (3.41)$$

La función de respuesta en frecuencia:

Los segundos momentos de las covarianzas representados en las Ecuaciones 3.36, 3.38 y 3.40 pueden ser descritas en el dominio de la frecuencia mediante la *Transformada de Fourier* como:

$$S_{XX}(\omega) = \mathbb{F} \{ \gamma_{XX}[\tau] \} = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \gamma_{XX}[\tau] \cdot e^{-j\omega T_s \tau} \quad (3.42)$$

$$S_{XY}(j\omega) = \mathbb{F} \{ \gamma_{XY}[\tau] \} = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \gamma_{XY}[\tau] \cdot e^{-j\omega T_s \tau} \quad (3.43)$$

$$S_{YY}(\omega) = \mathbb{F} \{ \gamma_{YY}[\tau] \} = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \gamma_{YY}[\tau] \cdot e^{-j\omega T_s \tau}. \quad (3.44)$$

Las ecuaciones 3.42 y 3.44 se denominan auto-espectro de las señales $x[t]$ y $y[t]$ respectivamente y son funciones pares en el dominio de los números reales. La Ecuación 3.43 se denomina cross-espectro y es una función en el dominio de los números complejos.

El sistema se puede describir por completo a través de los momentos estadísticos 1^o y 2^o de sus señales de excitación y respuesta como se muestra en la Figura 3.10.

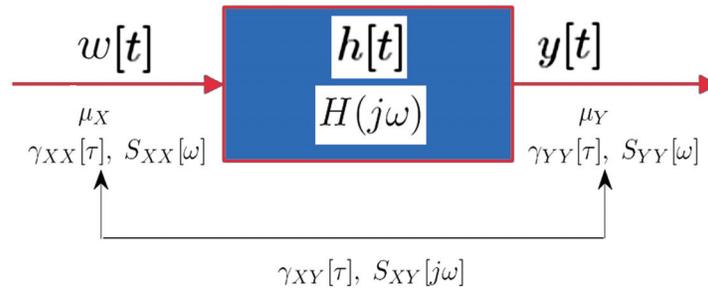


Figura 3.10: Relación de los momentos estadísticos entre las señales $x[t]$ y $y[t]$ para un sistema sin ruido

Es posible hacer relaciones entre la excitación y la respuesta para las expresiones del primer y segundo momento tanto en el tiempo como en la frecuencia, de la siguiente manera:

$$\mu_Y = H(j\omega)|_{\omega=0} \cdot \mu_X \quad (3.45)$$

$$\gamma_{XY}[\tau] = \gamma_{XX}[\tau] * h[-\tau] \Rightarrow S_{XY}(j\omega) = S_{XX}(\omega)H^*(j\omega) \quad (3.46)$$

$$\gamma_{YY}[\tau] = \gamma_{XY}[\tau] * h[\tau] \Rightarrow S_{YY}(\omega) = S_{XY}(j\omega)H(j\omega). \quad (3.47)$$

Al combinar las Ecuaciones 3.46 y 3.47 se obtiene que:

$$\gamma_{YY}[\tau] = [\gamma_{XX}[\tau] * h[-\tau]] * h[\tau] \quad (3.48)$$

$$\Rightarrow S_{YY}(\omega) = [S_{XX}(\omega) \cdot H^*(j\omega)] \cdot H(j\omega) \quad (3.49)$$

$$\Rightarrow S_{YY}(\omega) = S_{XX}(\omega) \cdot [H^*(j\omega) \cdot H(j\omega)] \quad (3.50)$$

$$\Rightarrow S_{YY}(\omega) = S_{XX}(\omega) \cdot |H(j\omega)|^2. \quad (3.51)$$

Si se considera que el sistema está influido por el ruido ambiental, el cual no es observable, como se muestra en la Figura 3.11, se tiene:

$$\left. \begin{aligned} S_{XY}(j\omega) &= S_{XX}(\omega) \cdot H^*(j\omega) \\ S_{YY}(\omega) &= S_{XY}(j\omega) \cdot H(j\omega) + S_{NN}(\omega) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} S_{XY}^*(j\omega) &= S_{XX}(\omega) \cdot H(j\omega) \\ S_{XY}(j\omega) \cdot H(j\omega) &= S_{YY}(\omega) - S_{NN}(\omega) \end{aligned} \quad (3.52)$$

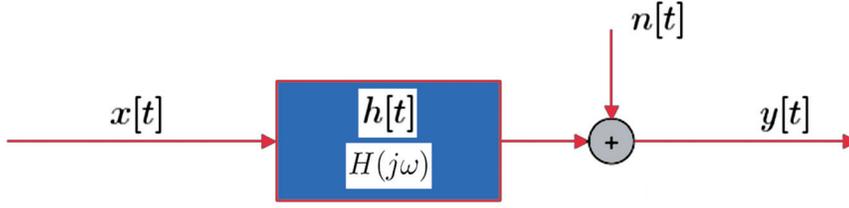


Figura 3.11: Esquema que un sistema con ruido

De la Ecuación 3.52 se obtiene que:

$$|S_{XY}(j\omega)|^2 = S_{XX}(\omega) \cdot (S_{YY}(\omega) - S_{NN}(\omega)) \Rightarrow \quad (3.53)$$

$$\frac{|S_{XY}(j\omega)|^2}{S_{XX}(\omega) \cdot S_{YY}(\omega)} = 1 - \frac{S_{NN}(\omega)}{S_{YY}(\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{S_{NN}(\omega)}{S_{XX}(\omega)} \cdot \frac{1}{|H(j\omega)|^2}} = \gamma_{XY}^2(\omega). \quad (3.54)$$

La Ecuación 3.54 representa la función de coherencia cuadrática, la cual cumple que:

$$0 \leq \gamma_{XY}^2(\omega) \leq 1. \quad (3.55)$$

La *función de respuesta en frecuencia*, FRF, que contiene toda la información tanto en magnitud como en fase para el caso invariante en el tiempo, está dada por:

$$H(j\omega) = \frac{S_{YX}(j\omega)}{S_{XX}(\omega)}. \quad (3.56)$$

3.3.4. Construcción de un modelo estadístico: los estimadores

Para identificar un sistema a partir de las series temporales formadas por los registros de señales de excitación y/o respuesta aleatorias (caso estocástico), se realizan modelos estadísticos que se aproximan al sistema real mediante los denominados estimadores.

Un estimador de una cantidad desconocida es una aproximación a dicha cantidad usando los datos que se encuentran disponibles. Un ejemplo común de un estimador es el usado para la media, conocido como promedio o media aritmética, esto es:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y[t] \quad (3.57)$$

La Ecuación 3.57 usa el número de datos disponibles N para hacer la estimación. Por cada serie de datos disponibles es posible realizar una estimación $\hat{\mu}$. El conjunto de estimaciones forman una variable aleatoria $\hat{\mu} = [\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \dots, \hat{\mu}_s]$ (s representa el número series de datos). Un estimador es entonces una variable aleatoria con su propia función densidad de probabilidad. El estimador de la media sigue una distribución gaussiana como se muestra en la Figura 3.12.

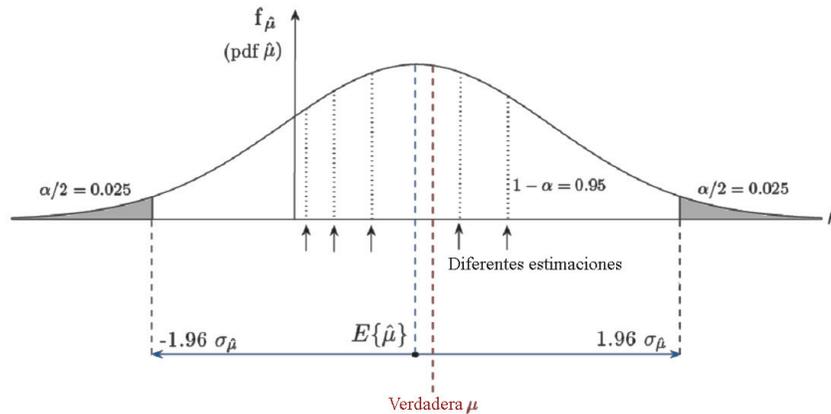


Figura 3.12: Distribución de la variable aleatoria de medias estimadas $\hat{\mu} = [\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \dots, \hat{\mu}_s]$

Cada una de las estimaciones hechas es una aproximación que se hace del valor real que se quiere estimar, en este caso el valor real de la media. Unas estimaciones se aproximan más que otras al valor real, como se muestra en la Figura 3.12, es decir que tienen un cierto grado de certeza o probabilidad de ser buenas o malas estimaciones. Las estimaciones que se alejan mucho del valor real o que tienen una desviación mayor se consideran erróneas o malas estimaciones.

Propiedades de un estimador:

- *Estimador no sesgado:* Si en la Figura 3.12 el valor esperado de las estimaciones es igual al valor real de la media (cantidad que se quiere estimar), entonces se dice que el estimador no tiene sesgo ó es un “estimador no sesgado”, esto es :

$$E \{ \hat{\mu} \} = \mu. \tag{3.58}$$

Si el estimador es no sesgado, entonces el intervalo de confianza generalmente usado para las estimaciones es:

$$-1,96\sigma_{\hat{\mu}} + \mu < \hat{\mu} < \mu + 1,96\sigma_{\hat{\mu}} \tag{3.59}$$

$$-1,96\sigma_{\hat{\mu}} + \hat{\mu} < \mu < \hat{\mu} + 1,96\sigma_{\hat{\mu}}. \quad (3.60)$$

Esto es, que si la estimación hecha está dentro de este intervalo, hay una probabilidad del 95 % de que sea una buena estimación del valor real.

- *Estimador consistente:* Dado que el estimador es función del número de datos disponibles, $\hat{\mu}(N)$, cuanto mayor sea la cantidad de datos disponibles, la desviación entre la estimación y el valor real será menor y el estimador será mucho más preciso o “consistente” como se muestra en la Figura 3.13.

Un estimador es consistente si:

$$\hat{\mu}(N) \rightarrow \mu \text{ cuando } N \rightarrow \infty. \quad (3.61)$$

Una forma de aumentar el número de datos es realizando más observaciones o aumentando el número de muestras o tiempo de cada observación.

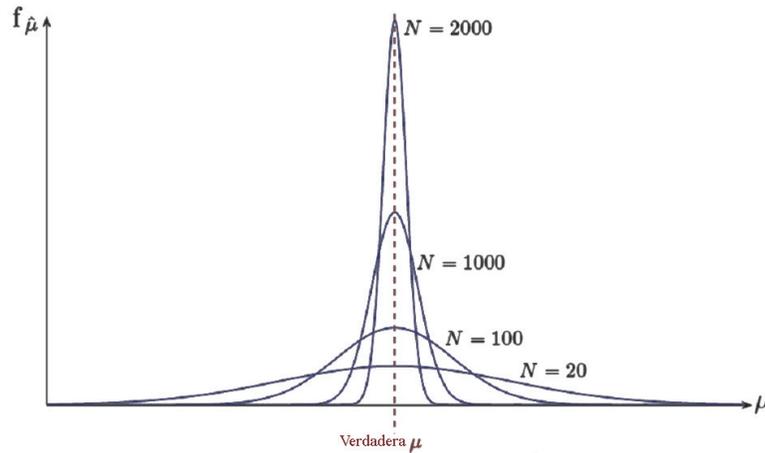


Figura 3.13: Distribución normal de la variable aleatoria de medias estimadas $\hat{\mu} = [\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \dots, \hat{\mu}_s]$

Estimador de la densidad espectral de potencia: estimador Welch

Como ya se ha explicado, un sistema determinista y estacionario puede representarse mediante las observaciones hechas de su respuesta ante una excitación (que puede no ser observable). Para el caso de señales de vibración aleatorias, dicha representación será una estimación del modelo real del sistema ya que depende exclusivamente de las observaciones hechas en un determinado instante de tiempo.

En la Sección 3.3.3 se describió la representación de un sistema mediante la *densidad espectral de potencia*, PSD, para el caso de señales de vibraciones estacionarias (caso invariante en el tiempo). En el caso de señales de vibraciones aleatorias, la estimación del modelo corresponde a un desarrollo estocástico, es decir, basado en las funciones densidad de probabilidad.

Como se mostró en las Secciones anteriores (Ecuaciones 3.19 y 3.20), la densidad espectral “real” de potencia se puede calcular como la *Transformada de Fourier* de la función de autocorrelación de la señal de vibraciones estacionaria ($S(\omega) = \mathbb{F}\{\gamma[\tau]\}$).

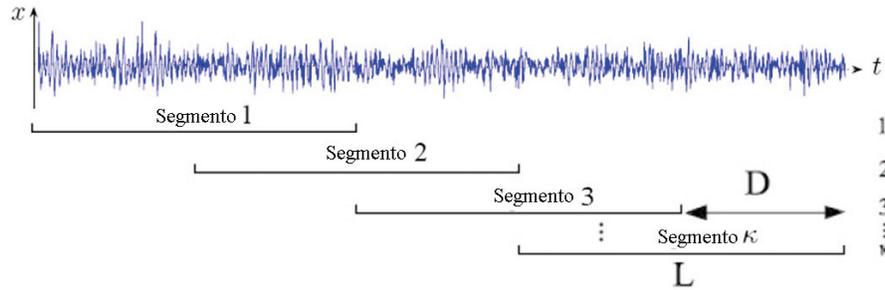


Figura 3.14: Ventaneo realizado para el cálculo de la PSD estimada mediante el método de Welch

Para estimar la PSD del sistema desde las vibraciones aleatorias, se usa generalmente el *estimador Welch* de la PSD. En términos generales este estimador realiza un ventaneo de la señal de vibraciones disponible (como se muestra en la Figura 3.14) y sobre cada ventana calcula la *Transformada Discreta de Fourier* para luego hacer un promediado. Matemáticamente el *estimador Welch de la PSD* se representa como:

$$\hat{S}_{YY}^{Welch}(\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^k Y_L^{(i)}(j\omega) Y_L^{(i)}(-j\omega). \quad (3.62)$$

$\hat{S}_{YY}^{Welch}(\omega)$ es la estimación del auto-espectro de $y[t]$. Nótese que el auto-espectro es una función real, donde K es el número de segmentos en que se divide la señal, L es la longitud de cada segmento, D es el solapamiento que se realiza en la selección del segmento e $Y_L^{(i)}(j\omega)$ es la *Transformada Discreta de Fourier* del segmento dada por:

$$Y_L^{(i)}(j\omega) = DFT \left\{ w[t] \cdot y^{(i)}[t] \right\}, \quad (3.63)$$

donde $w[t]$ representa la ventana elegida, generalmente de tipo *Hamming*, y $y^{(i)}[t]$ representa el segmento i -ésimo de la señal de vibraciones. La Ecuación 3.62 se calcula como:

$$Y_L^{(i)}(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{t=1}^L w[t] \cdot y^{(i)}[t] \cdot e^{-j\omega T_s t}. \quad (3.64)$$

Así mismo se puede estimar el coss-espectro de dos señales (excitación- respuesta) mediante el *estimador de Welch*, $\hat{S}_{XY}^{Welch}(j\omega)$, cambiando el primer término de la Ecuación 3.62 para los segmentos obtenidos de la señal de excitación, esto es:

$$\hat{S}_{XY}^{Welch}(j\omega) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K X_L^{(i)}(j\omega) Y_L^{(i)}(-j\omega) \quad (3.65)$$

Véase que la Ecuación 3.65 para el estimador del cross-espectro $\hat{S}_{XY}^{Welch}(j\omega)$ es una función compleja.

Propiedades del estimador Welch de la PSD

El estimador *Welch* de la PSD, tanto para la estimación de los auto-espectros $\hat{S}_{XX}^{Welch}(\omega)$ y $\hat{S}_{YY}^{Welch}(\omega)$ (función real) como para la estimación del cross-espectro $S_{XY}(j\omega)$ (función compleja), cumple con la propiedad de que si se conociera el valor real de la PSD ($S_{YY}(\omega)$ o $S_{XY}(j\omega)$) y ese valor normaliza al valor estimado ($\hat{S}_{YY}^{Welch}(\omega)$ o $\hat{S}_{XY}^{Welch}(\omega)$) calculado sin solapamiento) y el resultado de esa normalización se escala por el doble de segmentos en que se dividió la señal para realizar la estimación ($2K$), el resultado tiene una distribución central chi-cuadrado con $2K$ grados de libertad, $\chi^2(2K)$, esto es:

$$2K \cdot \frac{\hat{S}_{YY}^{Welch}(\omega)}{S_{YY}(\omega)} \sim \chi^2(2K) \quad (3.66)$$

para el auto-espectro, y

$$2K \cdot \frac{\hat{S}_{XY}^{Welch}(j\omega)}{S_{XY}(j\omega)} \sim \chi^2(2K) \quad (3.67)$$

para el cross-espectro. La gráfica de la densidad de probabilidad para las Ecuaciones 3.66 del auto-espectro y 3.67 del cross-espectro, se muestra en la Figura 3.15.

Por facilidad, de aquí en adelante la estimación *Welch* para el auto-espectro será $\hat{S}(\omega)$ y $\hat{S}(j\omega)$ para el cross-espectro. Si se tiene en cuenta la fdp de la Figura 3.15, se puede ver que, con probabilidad $1 - \alpha$:

$$\chi_{\alpha/2}^2 \leq 2K \cdot \frac{\hat{S}(\omega)}{S(\omega)} \leq \chi_{1-\alpha/2}^2. \quad (3.68)$$

Haciendo el siguiente tratamiento matemático:

$$\frac{1}{\chi_{\alpha/2}^2} \geq \frac{1}{2K} \cdot \frac{S(\omega)}{\hat{S}(\omega)} \geq \frac{1}{\chi_{1-\alpha/2}^2} \quad (3.69)$$

$$\frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{\alpha/2}^2} \geq S(\omega) \geq \frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{1-\alpha/2}^2}, \quad (3.70)$$

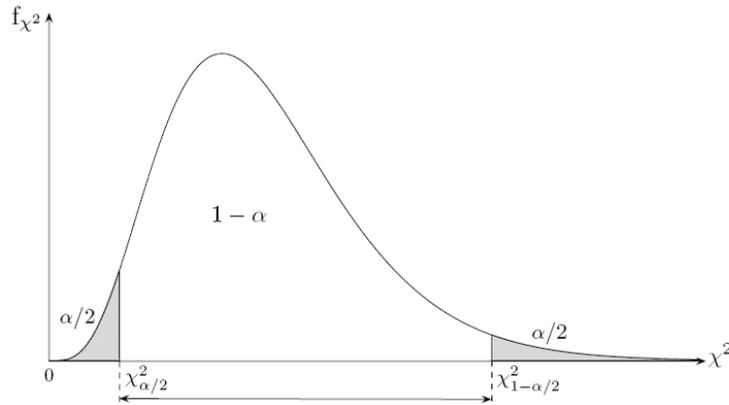


Figura 3.15: Función densidad de probabilidad chi-cuadrado con $2K$ grados de libertad

se tiene que:

$$\frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{1-\alpha/2}^2} \leq S(\omega) \leq \frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{\alpha/2}^2}, \quad (3.71)$$

de lo cual se entiende que el valor “real” de la PSD, el cual es desconocido, estará entre los límites dados por $\left[\frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{1-\alpha/2}^2}, \frac{2K \cdot \hat{S}(\omega)}{\chi_{\alpha/2}^2} \right]$ los cuales si están disponibles a partir de los datos medidos.

Estimador de la función de respuesta en frecuencia- FRF

La *función de respuesta en frecuencia*, FRF, tiene en cuenta tanto la respuesta $y[t]$ del sistema como los efectos de la excitación $x[t]$ para calcular el espectro. Por esto es mucho más precisa que la PDS que solo tiene en cuenta la respuesta. En la Ecuación 3.28 se muestra el cálculo matemático para la FRF real y en la Ecuación 3.56 para el método determinístico (caso invariante en el tiempo). Una estimación a esta FRF a través de los registros de excitación-respuesta aleatorios de los que se dispone (caso estocástico) puede hacerse mediante el *método de Welch*.

La aproximación de *Welch* a la magnitud de la FRF está dada por:

$$FRF : \left| \hat{H}(j\omega) \right| = \frac{\left| \hat{S}_{XY}(j\omega) \right|}{\hat{S}_{XX}(\omega)}, \quad (3.72)$$

donde $\hat{S}_{XY}(j\omega)$ es el cross-espectro estimado con el *estimador Welch* de la Ecuación 3.65 y $\hat{S}_{XX}(\omega)$ es el auto-espectro estimado mediante *Welch* de la Ecuación 3.62.

Propiedades del estimador Welch de la FRF

El estimador de la magnitud de la FRF mediante *Welch*, $|\hat{H}(j\omega)|$, calculado sin solapamiento en los segmentos, tiene aproximadamente una distribución normal o gaussiana como se muestra en la Figura 3.16, cuya media es la verdadera magnitud de la FRF ($|H(j\omega)|$) y su varianza es $\sigma^2(\omega)$, esto es:

$$|\hat{H}(j\omega)| \sim N(|H(j\omega)|, \sigma^2(\omega)), \quad (3.73)$$

donde $\sigma^2(\omega)$ se puede aproximar como:

$$\sigma^2(\omega) \approx \frac{1 - \gamma^2(\omega)}{\gamma^2(\omega) \cdot 2K} |H(j\omega)|^2, \quad (3.74)$$

y $\gamma^2(\omega)$ es la coherencia.

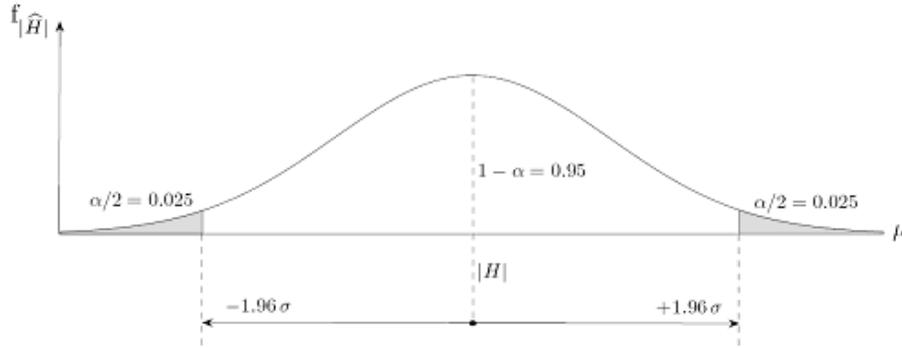


Figura 3.16: Función densidad de probabilidad gaussiana para la magnitud de la FRF estimada

$1 - \alpha$ se denomina intervalo de confianza y α límite de riesgo. De la Figura 3.16 y con probabilidad $1 - \alpha$ se tiene que:

$$|H| - 1,96\sigma \leq |\hat{H}| \leq |H| + 1,96\sigma \quad (3.75)$$

$$|\hat{H}| - 1,96\sigma \leq |H| \leq |\hat{H}| + 1,96\sigma, \quad (3.76)$$

es decir, con una probabilidad del 95%, el verdadero valor de la magnitud de la FRF estará entre los límites

$$\left[|\hat{H}| - 1,96\sigma, |\hat{H}| + 1,96\sigma \right] \quad (3.77)$$

3.4. Modelos estadísticos no paramétricos para detección y estimación de daño

Un esquema detallado de los métodos estadísticos para detección del daño se muestra en la Figura 3.17.

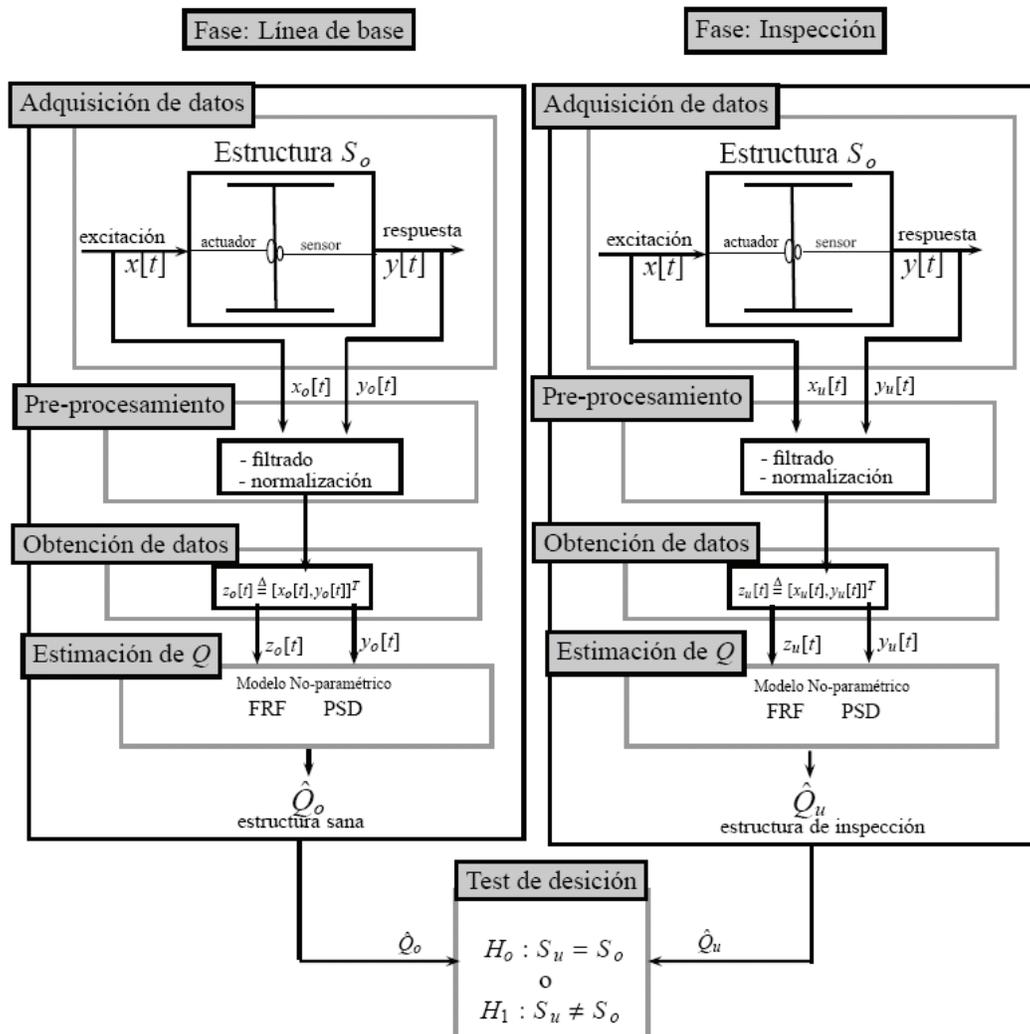


Figura 3.17: Esquema de los métodos estadísticos de series de tiempo para la detección del daño

La primera fase del esquema, llamada fase de línea de base (*baseline-phase*), consiste en términos generales en la adquisición de los datos, $Z_o[t]$, de la estructura no dañada, ξ_o , su correspondiente pre-procesado y la identificación de un modelo estadístico que la represente adecuadamente (modelado estadístico).

El modelo se construye a partir de las señales de vibraciones medidas para dicha estructura estimando una cantidad característica denominada \hat{Q}_o que sea sensible al daño.

De igual forma, en la fase de inspección, se adquieren y pre-procesan los datos de vibraciones, $Z_u[t]$, para una estructura de inspección, ξ_u , para la que se desea saber si tiene o no daño. Mediante esos datos se realiza igualmente un modelado estadístico que conlleve la estimación de la misma cantidad característica \hat{Q}_u para la estructura inspeccionada.

Una vez calculadas las dos cantidades características \hat{Q}_o y \hat{Q}_u para la estructura sana e inspeccionada, estas cantidades deben pasar por un test de hipótesis estadístico en el que se decida si la estructura está sana o no, en base en las diferencias encontradas entre los dos modelos y en evaluar si esas diferencias tienen desviaciones estadísticas significativas para determinar el daño. Finalmente, si se decide considerar la estructura de inspección como dañada, es necesario determinar la magnitud de dicho daño a través de un proceso de estimación de daño (véase la Figura 3.18).

En el pre-procesado de las señales medidas se realiza un de filtrado y una normalización de las mismas. El filtrado permite prevenir la influencia de ruidos eléctricos o ambientales de bajas frecuencias y limitar el ancho de banda al espectro de respuesta plano del sensor, evitando posibles no linealidades introducidas por este.

La normalización y escalado se realiza por razones numéricas, con objeto de contrastar señales adquiridas con diferentes niveles de excitación o eliminar algún tipo de *off-set* en la señal. Matemáticamente se realiza como:

$$x[t]_n = \frac{x[t] - \bar{x}[t]}{\sigma(x[t])}; y[t]_n = \frac{y[t] - \bar{y}[t]}{\sigma(y[t])}, \quad (3.78)$$

donde $x[t]_n$ y $y[t]_n$ son las señales normalizadas, $\bar{x}[t]$ y $\bar{y}[t]$ son sus valores medios y $\sigma(x[t])$ y $\sigma(y[t])$ su desviación estándar.

Respecto de la cantidad característica que identifica el modelo, los requisitos que debe cumplir para una buena estimación del modelo son los siguientes:

- Que sea obtenida como parte de un modelo de series temporales.
- Que sea estocástica, es decir, que tenga cierto nivel de incertidumbre.
- Que refleje adecuadamente la dinámica estructural.
- Que sea sensible al daño.

En esta investigación se han elegido como cantidades características las siguientes:

- **La Densidad Espectral de Potencia estimada** ($\hat{Q}_{PSD} : \hat{S}(\omega)$), la cual es obtenida desde las señales temporales de vibraciones de la estructura generadas como respuesta a una excitación y que ha sido descrita anteriormente en la Sección 3.3.4.
- **La magnitud de la Función de Respuesta en Frecuencia estimada** ($\hat{Q}_{FRF} : |\hat{H}(j\omega)|$), la cual se obtiene de las series temporales de vibraciones tanto de excitación como de la respuesta de la estructura, y que ha sido descrita en la Sección 3.3.4 de esta Memoria.

Como se ha explicado en Secciones anteriores, la detección del daño corresponde al Nivel 1 en SHM busca determinar si hay o no daños estadísticamente significativos en la estructura de inspección, ξ_u . Este proceso consiste en una decisión binaria como se muestra en la Figura 3.18. Si la decisión tomada es que la estructura está dañada ($\xi_u \neq \xi_o$), se realiza el proceso de estimación de daño que corresponde al Nivel 4 SHM y busca determinar la magnitud o extensión de dicho daño.

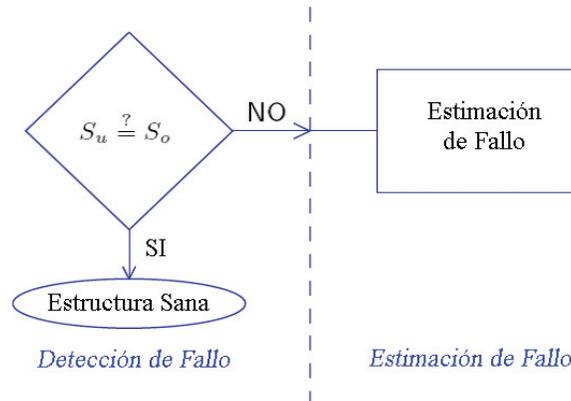


Figura 3.18: Esquema general de un sistema de detección y estimación del daño

3.4.1. Tests de hipótesis estadístico

La decisión estadística resultante del test de hipótesis permitirá determinar entre si una estructura está sana o dañada (Nivel 1 de SHM) a partir de las cantidades características estimadas en las etapas anteriores. Este concepto se explica a partir de un ejemplo.

Sea un conjunto de datos $d[t]$ con una distribución de probabilidad determinada, de los cuales se desea conocer si su media es cero o no ($\mu = 0?$), para lo cual se plantean dos hipótesis:

– Hipótesis nula

$$H_o : \mu = 0 \tag{3.79}$$

– Hipótesis alternativa

$$H_1 : \mu \neq 0. \tag{3.80}$$

Consideremos los datos como una variable aleatoria con distribución normal, con una media y una varianza estimadas desde los datos disponibles, esto es:

$$d[t] \sim N(\hat{\mu}, \hat{\sigma}), \tag{3.81}$$

donde $\hat{\mu}$ y $\hat{\sigma}$ son las correspondientes media y varianza estimadas desde los datos disponibles de $d[t]$. Si se considera el caso en el que la hipótesis nula es verdadera, esto es, que la Ecuación 3.79 se cumple, entonces se obtiene la fdp para $\hat{\mu}$ bajo H_o mostrada en la Figura 3.19.

Considerando que es verdad que la media real de los datos es cero ($\mu = 0$), cualquier estimación hecha desde los datos disponibles debe estar muy cercana a cero. El test estadístico establece que para que esto se cumpla, la desviación de la estimación hecha no puede superar los límites establecidos, es decir, que la estimación debe permanecer dentro del intervalo de confianza en el que H_o es aceptada. En otras palabras, si la media estimada se encuentra en la región no sombreada de la Figura 3.19, se puede asumir con una probabilidad dada por $1 - \alpha$, que la media real de los datos es cero.

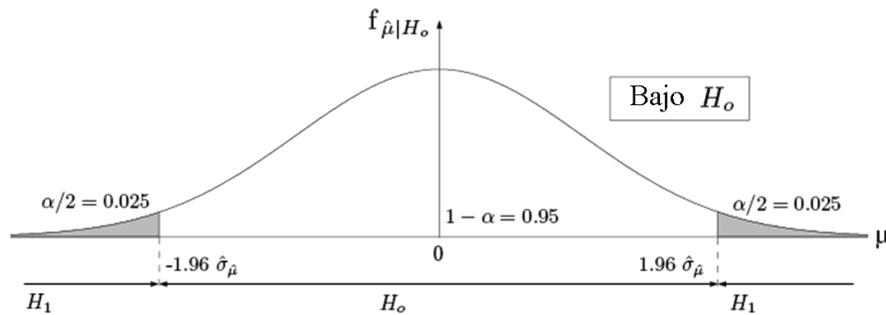


Figura 3.19: fdp para la media estimada desde los datos $d[t]$ disponibles bajo H_o

α es la magnitud que determina el nivel de riesgo, el cual puede ser entendido como la probabilidad de aceptar H_1 a pesar de que H_o sea verdadera. Este hecho se conoce como la probabilidad de falsa alarma.

3.4.2. Detección de daño mediante modelos estadísticos no-paramétricos: PSD y FRF

Los registros de vibraciones aleatorias ($Z_o[t]$ y $Z_u[t]$) obtenidos para las estructuras sana y de inspección (ξ_o y ξ_u), junto con su distribución de probabilidad asociada, conforman un proceso estocástico. Al encontrar patrones de regularidad en diferentes secciones de la serie temporal, esas secciones se pueden describir mediante modelos basados en distribuciones de probabilidad. Así pues, se tiene un proceso estocástico formado por registros de vibraciones aleatorias $Z[t]$ y un modelo estadístico representado por una cantidad característica estimada a partir de esos registros, \hat{Q} . Las cantidades características seleccionadas, PSD y la magnitud de la FRF ($\hat{Q}_{PSD} : \hat{S}(\omega)$, $\hat{Q}_{FRF} : |\hat{H}(j\omega)|$) reflejan adecuadamente la dinámica estructural y son sensibles al daño, por lo que son un modelo estadístico válido para representar adecuadamente la estructura, ξ .

Los métodos de detección de daño basados tanto en la PSD como en la FRF, se fundamentan en el principio físico de que los cambios que se producen en la estructura modifican sus características de respuesta dinámica (masa, amortiguamiento y rigidez). Todas estas características son descritas en su totalidad por sus señales de vibraciones. Así pues, las alteraciones que sufre una estructura desde su estado sano, pueden ser observadas a partir del análisis en frecuencia de esas vibraciones mediante los métodos basados en la PSD y la FRF.

3.4.3. Tests de hipótesis para el modelo basado en la PSD

Se debe recordar que, la densidad espectral de potencia, $\hat{S}(\omega)$, estimada mediante el *método de Welch* a partir de las señales de respuesta a las vibraciones $y[t]$, está dada por la Ecuación 3.62 y que la Ecuación 3.66 muestra la propiedad de este estimador de aproximarse a una densidad de probabilidad *chi-cuadrado* al ser normalizado entre la verdadera PSD, con un factor de escala ($2K$), como se muestra en la Figura 3.15.

La Figura 3.20 muestra las estimaciones de la PSD hechas para el estado sano de una estructura, \hat{S}_o , y para el estado de inspección, \hat{S}_u , de esa misma estructura, entendiéndose como daño cualquier alteración en las propiedades dinámicas de la estructura. Nótese que la estimación hecha se encuentra dentro del área definida por las líneas continuas que corresponden al intervalo de confianza definido para esa estimación donde también se encuentra el valor real de la PSD.

En el Nivel 1 en SHM corresponde determinar si la estructura de inspección, ξ_u , se encuentra sana o no. Siguiendo los siguientes pasos planteados en el ejemplo de test de hipótesis (Ecuaciones 3.79 y 3.80), se establece el problema estadístico para la cantidad característica seleccionada $\hat{S}(\omega)$, como:

– Hipótesis nula

$$H_o : S_u(\omega) = S_o(\omega) \tag{3.82}$$

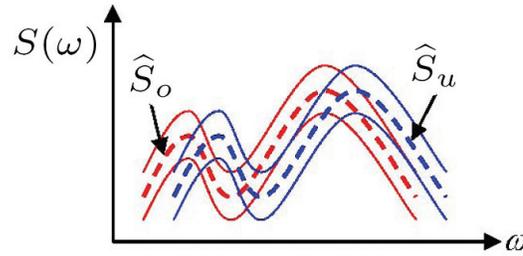


Figura 3.20: Representación de las PSD estimadas para una estructura sana y de inspección

– Hipótesis alternativa

$$H_1 : S_u(\omega) \neq S_o(\omega). \quad (3.83)$$

La Ecuación 3.82 representa el caso en que la estructura de inspección se considera sana y la Ecuación 3.83 el caso en que se considera dañada. Posteriormente, se forma un estadístico que relacione las propiedades estadísticas de las dos estimaciones ($\hat{S}_u(\omega)$, $\hat{S}_o(\omega)$), F , definido como:

$$F = \frac{2K \cdot \frac{\hat{S}_o(\omega)}{S_o(\omega)}}{2K \cdot \frac{\hat{S}_u(\omega)}{S_u(\omega)}} \quad (3.84)$$

$$F = \frac{\hat{S}_o(\omega)/S_o(\omega)}{\hat{S}_u(\omega)/S_u(\omega)}. \quad (3.85)$$

Bajo la hipótesis nula, esto es, haciendo $S_u(\omega) = S_o(\omega)$, la Ecuación 3.85 puede ser simplificada como:

$$F = \frac{\hat{S}_o(\omega)}{\hat{S}_u(\omega)} \sim f(2K, 2K) \quad (3.86)$$

donde $f(2K, 2K)$ es la distribución f -central con $(2K, 2K)$ grados de libertad. Así pues, la hipótesis apropiada es seleccionada desde esta función densidad de probabilidad mostrada en la Figura 3.21. Según la Figura 3.21, se debe cumplir que:

$$f_{\alpha/2} \leq F \leq f_{1-\alpha/2}, \quad (3.87)$$

esto es, que mientras que el estadístico- F se encuentre dentro de la región no sombreada, denominada intervalo de confianza, la hipótesis nula, en que la estructura de inspección se considera sana, será aceptada. Pero, si la desigualdad de la Ecuación 3.87 no se cumple, se acepta la hipótesis en la que la estructura de inspección esta dañada. α determina el límite de riesgo y representa la probabilidad de falsa alarma, es decir, la probabilidad de aceptar que el espécimen esté dañado cuando en realidad está sano. Los valores $f_{\alpha/2}$ y $f_{1-\alpha/2}$ son llamados puntos críticos.

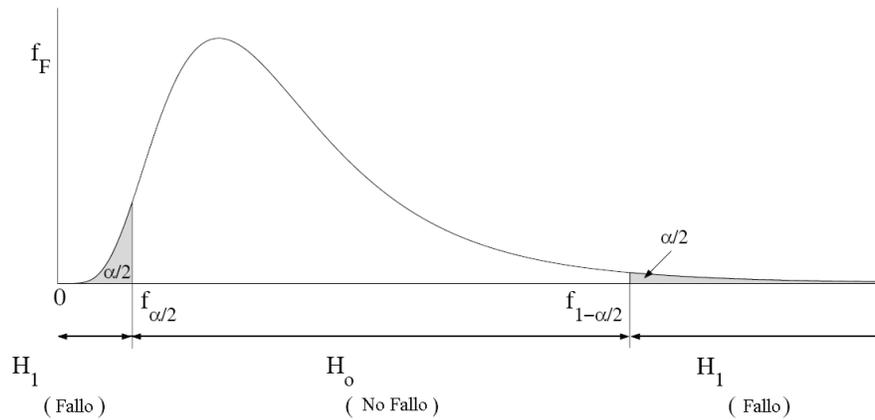


Figura 3.21: pdf f-central para el estadístico-F bajo H_o

3.4.4. Tests de hipótesis para el modelo basado en la FRF

La magnitud de la función de respuesta en frecuencia, $|\hat{H}(j\omega)|$, estimada mediante el método de Welch a partir de las señales de excitación, $x[t]$, y respuesta, $y[t]$, de vibraciones aleatorias está dada por la Ecuación:

$$|\hat{H}(j\omega)| = \frac{|\hat{S}_{XY}(j\omega)|}{\hat{S}_{XX}(\omega)} \quad (3.88)$$

Este estimador tiene la propiedad de aproximarse a una densidad de probabilidad gaussiana cuya media es la verdadera magnitud de la FRF ($|H(j\omega)|$) y una desviación estándar $\sigma^2(\omega)$ como se muestra en la Figura 3.16, es decir

$$|\hat{H}(j\omega)| \sim N(|H(j\omega)|, \sigma^2(\omega)) \quad (3.89)$$

La Figura 3.22 muestra las estimaciones de la FRF para los estados sano ($|\hat{H}_o|$) y de inspección ($|\hat{H}_u|$) de una estructura. Las estimaciones están dentro del área definida por las líneas continuas que corresponden al intervalo de confianza definido para esa estimación, donde también se encuentra la verdadera magnitud de la FRF.

El test de hipótesis para la detección del daño en este caso se define como:

– Hipótesis nula

$$H_o : |H_o(j\omega)| - |H_u(j\omega)| = 0 \quad (3.90)$$

– Hipótesis alternativa

$$H_1 : |H_o(j\omega)| - |H_u(j\omega)| \neq 0 \quad (3.91)$$

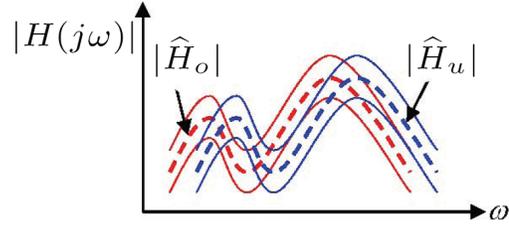


Figura 3.22: Magnitudes de FRF estimadas para una estructura sana y de inspección

Y el estadístico que relaciona las propiedades estadísticas de las estimaciones ($|\hat{H}_o(\omega)|$, $|\hat{H}_u(\omega)|$) se forma realizando la diferencia entre ellas:

$$\delta|\hat{H}(j\omega)| = |\hat{H}_o(j\omega)| - |\hat{H}_u(j\omega)|. \quad (3.92)$$

Dado que $|H_o(j\omega)|$ y $|H_u(j\omega)|$ son variables normales independientes, su diferencia tiene también una distribución normal dada por:

$$\delta|\hat{H}(j\omega)| \sim N(\delta|H(j\omega)|, \delta\sigma^2(\omega)), \quad (3.93)$$

donde

$$\delta|H(j\omega)| = |H_o(j\omega)| - |H_u(j\omega)| \quad (3.94)$$

$$\delta\sigma^2(\omega) = \sigma_o^2(\omega) + \sigma_u^2(\omega). \quad (3.95)$$

Al evaluar el estadístico bajo la hipótesis nula (Ecuación 3.87) se asume que el espécimen de inspección es sano, con lo que las dos magnitudes son iguales y su varianza también:

$$|H_o(j\omega)| = |H_u(j\omega)| \text{ y } \sigma_o^2(\omega) = \sigma_u^2(\omega).$$

En este caso la distribución de $\delta|\hat{H}(j\omega)|$ puede ser simplificada como:

$$\delta|\hat{H}(j\omega)| \sim N(0, 2\sigma_o^2(\omega)). \quad (3.96)$$

Finalmente, por conveniencia en el tratamiento estadístico, se normaliza el estadístico entre su varianza para de esta forma obtener una distribución estándar normal, es decir, se obtiene un estadístico (Z) con media cero y varianza la unidad, esto es:

$$Z = \frac{\delta|\hat{H}(j\omega)|}{\sqrt{2\hat{\sigma}_0^2(\omega)}} \sim N(0, 1). \quad (3.97)$$

$\hat{\sigma}_0^2(\omega)$ se puede aproximar a la varianza de la magnitud de la FRF estimada en la fase de línea de base para la estructura sana.

Finalmente, la hipótesis apropiada se selecciona desde esta función densidad de probabilidad normal como se muestra en la Figura 3.23. Se debe cumplir que:

$$Z_{\alpha/2} \leq Z \leq Z_{1-\alpha/2}. \tag{3.98}$$

Esto es, mientras el valor del estadístico permanezca dentro del intervalo de confianza, se aceptará la hipótesis nula y la estructura de inspección puede ser considerada como una estructura sin daño. Por otro lado, si la desigualdad de la Ecuación 3.98 no se satisface, y el estadístico Z se encuentra en la región sombreada de la Figura 3.23, se acepta la hipótesis alternativa en la que el espécimen de inspección se considera como dañado.

El límite de riesgo dado por α , determina la probabilidad de falsa alarma y los valores de $Z_{\alpha/2}$ y $Z_{1-\alpha/2}$ son llamados puntos críticos.

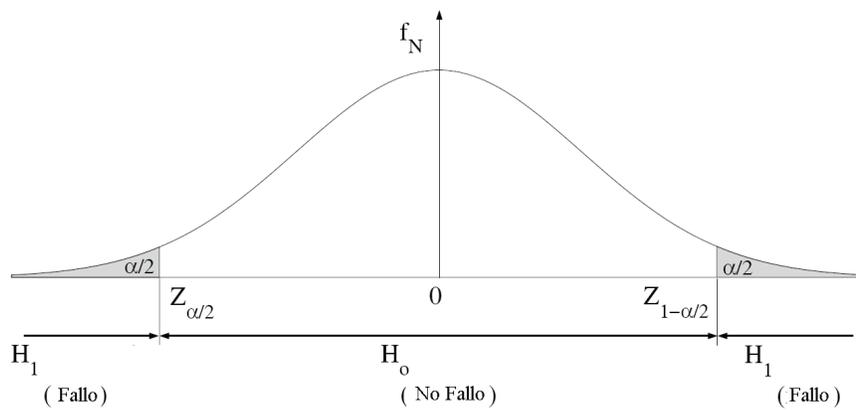


Figura 3.23: *fdp normal del estadístico Z bajo H₀*

Capítulo 4

Sistema de medida electrónico de señales de vibraciones

Cuando una estructura con disipadores WPD se ve sometida a un terremoto, los daños estructurales se concentran en los disipadores permitiendo que otros elementos estructurales y no estructurales puedan mantenerse idealmente sin daño [33]. El daño sufrido por los disipadores WPD se acumula en las secciones-I, más concretamente en los encuentros del alma con las alas de la sección-I [9], como se describe en la Sección 2.3.2 de esta Memoria. Esta acumulación de daño provoca una alteración en las propiedades físicas del disipador, principalmente la rigidez, alterando también su respuesta dinámica. Los cambios producidos pueden ser medidos mediante cambios de sus frecuencias fundamentales, modos de vibración y amortiguamiento, como se comentó en el Capítulo 3 de esta Memoria. Con la determinación y cuantificación del daño producido, es posible evaluar la necesidad o no de su reemplazo. De la posibilidad de detectar y cuantificar de forma fiable el daño en los disipadores dependerá la decisión de sustituirlos o no por otros nuevos, y ello tiene importantes consecuencias económicas y sobre la seguridad de la estructura. El sistema SHM objeto de esta investigación tiene como objetivo la detección y cuantificación del daño en los disipadores de tipo WPD, y consta de los siguientes pasos:

1. Preparar la estructura o elemento estructural y montar sobre ella la instrumentación requerida.
2. Excitar la estructura o elemento estructural induciendo vibraciones.
3. Adquirir su respuesta vibracional.
4. Evaluar la existencia del daño mediante métodos adecuados como los métodos estadísticos y algoritmos explicados en el Capítulo 3 de esta Memoria.

La detección del daño depende en gran medida de que las señales adquiridas sean fiables. Este hecho obliga a que las herramientas con que se realicen estos registros sean precisas, potentes y robustas frente al ruido.

Este Capítulo describe los equipos usados, algunas interfaces desarrolladas y las conexiones realizadas para el desarrollo e implementación de un sistema de medida electrónico que permita adquirir las señales de vibraciones desde los segmentos-I de los disipadores de energía tipo WPD y que cumpla con tales requisitos de calidad. La Figura 4.1 muestra de forma general los equipos con que se cuenta para el desarrollo de dicho sistema en el laboratorio y las conexiones entre estos equipos con las interfaces adicionales que se han desarrollado para acoplar y acondicionar las señales de vibración, mediante un montaje lo más fiable posible.

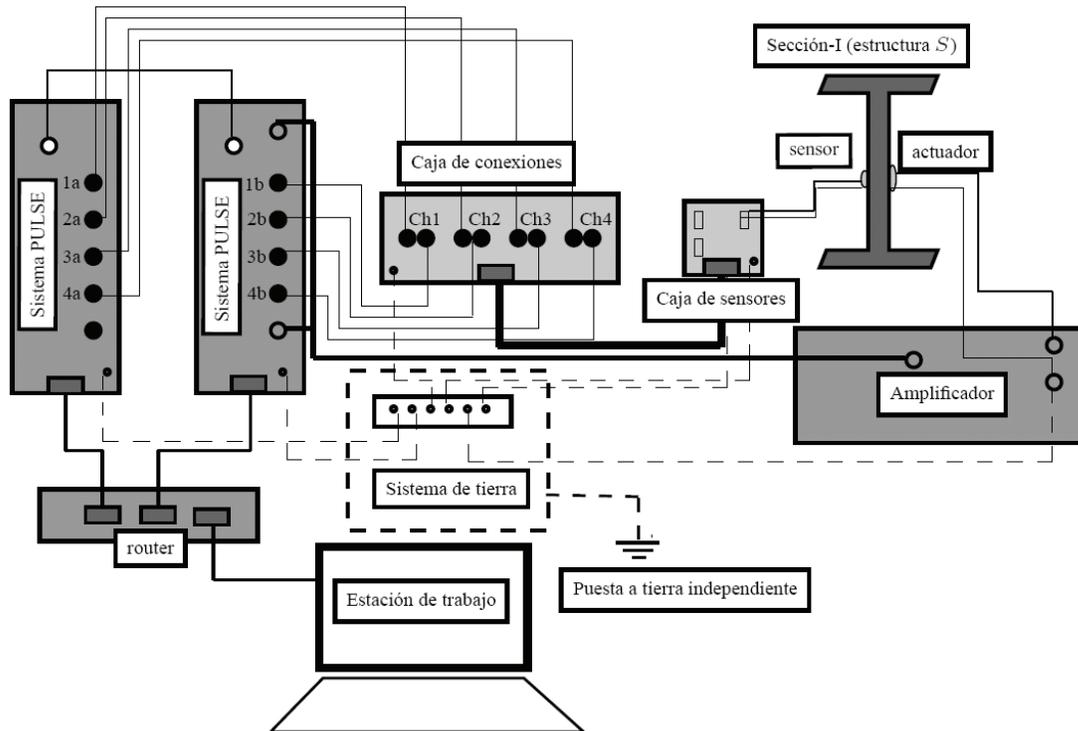


Figura 4.1: Esquema de conexiones del equipo de medida

Para comprender de forma sencilla el sistema de medida, su descripción se realiza en base a 5 bloques principales: el sistema disipador de energía WPD, un sistema de sensorización, el sistema de acondicionamiento de la señal, el sistema de generación y adquisición de señales y finalmente el sistema de procesamiento central. La Figura 4.2 muestra la representación del sistema en donde cada color representa uno de los bloques principales.

El primer bloque lo constituye el sistema disipador de energía tipo WPD, objeto de esta investigación, compuesto por segmentos de perfiles de acero estructural con sección-I. La descripción detallada de estos elementos se presenta en la Sección 2.3 de esta Memoria.

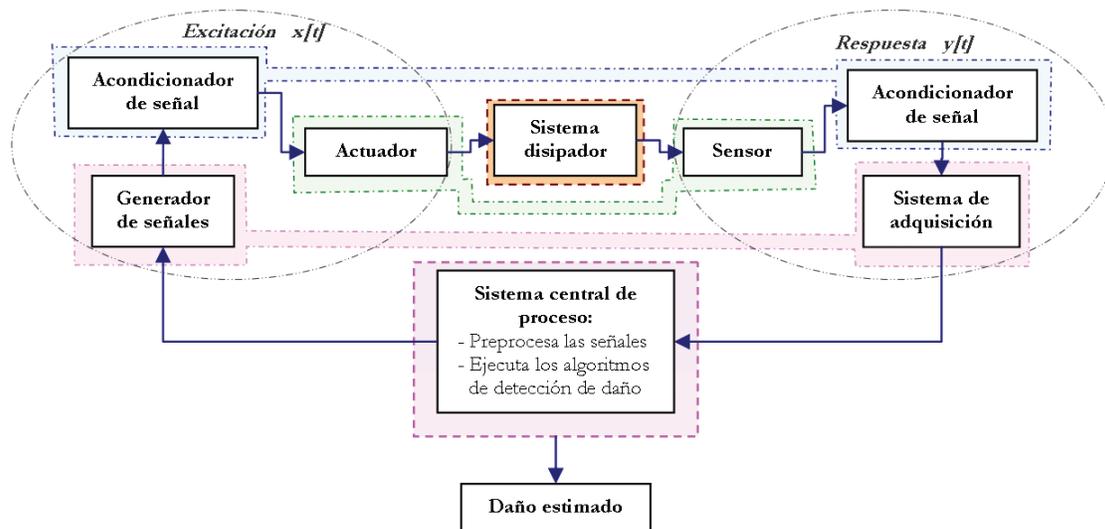


Figura 4.2: Diagrama de bloques del sistema de medida implementado

Otro de los bloques, el sistema de procesamiento de señal, lo compone el ordenador de cálculo en el cuál se encuentra instalado el software necesario para controlar los sistemas de adquisición y generación de señales y los algoritmos desarrollados para el preproceso y análisis de las señales de vibraciones para la detección y estimación del daño.

Los otros tres bloques, sistemas de sensorización, acondicionamiento y el sistema de generación y adquisición de señales son expuestos en detalle en las siguientes Secciones de este Capítulo.

- **Sistema de sensorización:** Está compuesto por los diferentes tipos de transductores piezoeléctricos usados para la conversión electrónica-física (actuadores) y física-electrónica (sensores) de las señales de vibraciones. Los transductores piezoeléctricos son usados tanto para excitar como para medir las señales de respuesta de cada sección-I.
- **Sistema de acondicionamiento de señal:** Este sistema está compuesto por los diferentes dispositivos electrónicos e interfaces que facilitan la conexión y dan calidad a las señales de vibración. En la etapa de excitación (véase la Figura 4.2), el acondicionador de señal es un amplificador piezoeléctrico con ganancia lineal, cuyo propósito es dar mayor potencia a la señal de excitación. En la etapa de respuesta, el acondicionamiento lo conforman las interfaces electrónicas que facilitan las conexiones y simplifican el cableado, y un sistema de tierras independiente cuyo objetivo es disminuir las interferencias electromagnéticas.
- **Sistema de generación y adquisición de señales:** Este sistema lo componen las herramientas electrónicas encargadas de la conversión digital-analógica y analógica-digital para la generación y la adquisición de las señales de vibraciones.

4.1. Sistema de sensorización. Sensores piezoeléctricos

Los transductores piezoeléctricos son los encargados de excitar el sistema (actuadores) y medir (sensores) la respuesta de vibraciones causada por dicha excitación. Es decir, son los encargados de convertir la señal eléctrica entregada por un generador de señales en una señal física que permita hacer vibrar al elemento disipador (actuadores). Por otro lado también son los encargados de convertir la señal física de vibraciones del disipador en una señal eléctrica para entregarla al sistema de adquisición de señales (sensores). El esquema de la Figura 4.3 muestra un diagrama de bloques de estos transductores en el sistema de medida.

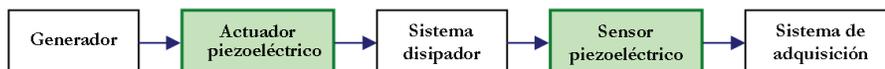


Figura 4.3: *Transductores piezoeléctricos en el sistema de medida*

Estos transductores se basan en el efecto piezoeléctrico¹ de los materiales. La piezo-electricidad, del griego *piezo* o *piezein* que significa “estrujar”, “apretar”, hace referencia a la capacidad que presentan algunos materiales de generar un campo eléctrico proporcional a la deformación a la que se ven sometidos (efecto directo) o a deformarse en presencia de un campo eléctrico (efecto inverso) [59].

Cuando el material deja de someterse al campo eléctrico se relaja recuperando su forma. De igual forma, cuando el material deja de someterse a tensiones mecánicas, el potencial de voltaje y carga eléctrica generada son cero. La Figura 4.4 presenta un esquema que ilustra éste fenómeno.

El efecto piezoeléctrico directo permite que las deformaciones mecánicas que sufre un material cuando está vibrando sean convertidas en una señal eléctrica que contiene la información sobre dicha vibración. En este caso el piezoeléctrico es utilizado como sensor. Por otro lado, los actuadores utilizan el efecto piezoeléctrico inverso, donde los potenciales eléctricos son usados para excitar un material y provocar su vibración.

Las propiedades piezoeléctricas dependen del material. Es decir, tanto la magnitud de voltaje generado por la deformación, como el porcentaje de deformación generado por el voltaje aplicado, dependen de los parámetros del material piezoeléctrico. Se suelen usar materiales anisótropos, en los que sus propiedades varían según la estructura interna, el medio de propagación, las condiciones de contorno y propiedades electro-mecánicas, por lo que su análisis no es trivial [59]. Todas estas características permiten una amplia gama

¹El efecto piezoeléctrico fue descubierto por los hermanos Curie hace casi un siglo cuando realizaban pruebas con trozos de cuarzo. Descubrieron que el cuarzo cambiaba sus dimensiones al ser sometido a un campo eléctrico y generaba carga eléctrica cuando lo deformaban mecánicamente.

de materiales piezoeléctricos que es importante analizar a la hora de elegir entre un tipo u otro en función de la aplicación a la que estén destinados [59].

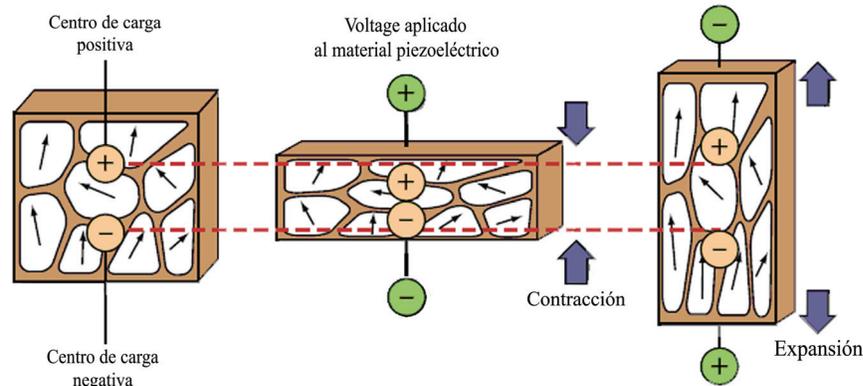


Figura 4.4: Efecto piezoeléctrico [46]

Los materiales piezoeléctricos se pueden clasificar en dos grandes grupos [59]: los piezoeléctricos naturales, los cuales actualmente carecen de aplicación, y los piezoeléctricos sintéticos con gran interés industrial. Para la fabricación de piezoeléctricos sintéticos se utilizan gran variedad de materiales como cristales de cuarzo, cristales solubles en agua, mono-cristales con alto punto de fusión, semiconductores piezoeléctricos, cerámicas piezoeléctricas, los polímeros piezoeléctricos y piezo-compuestos [59]. Entre esta variedad y teniendo en cuenta las características eléctricas y el comportamiento físico, se eligieron dos tipos de piezoeléctricos sintéticos para el desarrollo del sistema de medida de vibraciones de esta investigación: las cerámicas piezoeléctricas, *PZT*, y los polímeros piezoeléctricos, *piezofilm*, los cuales se describen en detalle en las siguientes secciones.

4.1.1. Piezoeléctricos cerámicos. Cerámica de Titanato Zirconato de Plomo- *PZT*

La gama de piezoeléctricos cerámicos es la más extensa del mercado por su variedad de formatos y propiedades (constantes elásticas, eléctricas y piezoeléctricas). Son ampliamente utilizados en equipos industriales, de soldadura, ultrasonido, para ensayos no destructivos y equipos de monitorización de vibraciones, entre otras aplicaciones [2]. Dentro de los piezoeléctricos cerámicos más populares se encuentran las cerámicas tipo *PZT*, *PT* y *PMN* y las basadas en el titanato de bario, metaniobato de plomo y niobato de sodio. Las investigaciones recientes se enfocan hacia cerámicas basadas en el titanato de plomo cuyas propiedades las hacen interesantes en aplicaciones para ensayos no destructivos y diagnóstico médico [28].

La flexibilidad de geometrías y dimensiones de las cerámicas piezoeléctricas son debidas a su método de fabricación vía prensado o extrusión de polvos cerámicos sinterizados² que forman cuerpos macizos constituidos de millones de microscópicos cristales ferro-eléctricos, por lo que en ocasiones se les conoce como cerámicas policristalinas [2].

La Figura 4.5a muestra los polvos cerámicos antes del prensado y la Figura 4.5b las diferentes formas que se pueden obtener tras el proceso de prensado.

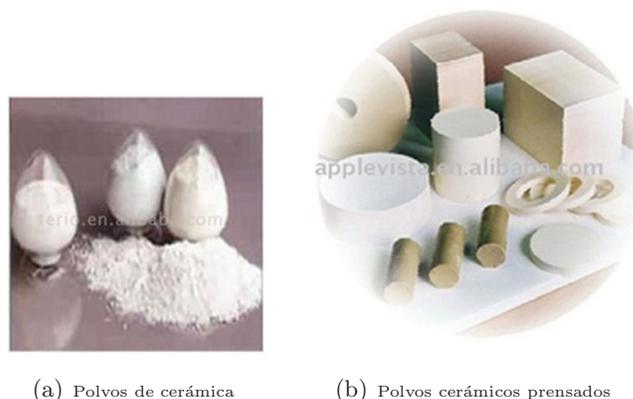


Figura 4.5: *Cerámicas piezoeléctricas* [3].

Los dipolos de cada microcristal se orientan de forma aleatoria pero la suma total de los momentos en su conjunto es cero, por lo que requiere un proceso de polarización³ para que la cerámica cumpla la propiedad piezoeléctrica [59]. Mediante la polarización los dipolos eléctricos son alineados para que se genere un momento bipolar macroscópico permanente. Este proceso es uno de los secretos mejor guardado de los fabricantes. La Figura 4.6 muestra los dipolos de la cerámica piezoeléctrica en cada paso de la polarización.

Las cerámicas tipo *PZT* (*Titanato-Zirconato de Plomo*) son muy investigadas por sus propiedades y porque su proceso de fabricación es convencional y relativamente barato. Por lo general, son dopadas con elementos químicos para optimizar sus propiedades en aplicaciones específicas mejorando notablemente su resistividad eléctrica [28].

Las cerámicas *PZT* se elaboran a partir de óxidos metálicos de *Circonato de Plomo* y *Titanato de Plomo*.

²La sinterización es un tratamiento térmico a temperatura inferior a la de fusión de la mezcla para incrementar la fuerza y la resistencia de la pieza creando enlaces fuertes entre las partículas.

³El proceso de polarización en la cerámica piezoeléctrica consiste en aplicar un campo eléctrico de potencia elevada manteniendo una temperatura inferior a la temperatura de Curie, que es la temperatura por encima de la cual un material ferromagnético pierde su magnetismo.

Los cristales microscópicos de estas cerámicas tienen la capacidad de transformar su estructura cristalina según la temperatura a la que se encuentren, de fase cúbica simple a tetragonal/romboédrica (estructura *Perovskita*) [28] como se muestra en la Figura 4.7. Durante éste proceso de transformación morfológica es donde aparecen sus propiedades elásticas, di-eléctricas y piezo-eléctricas.

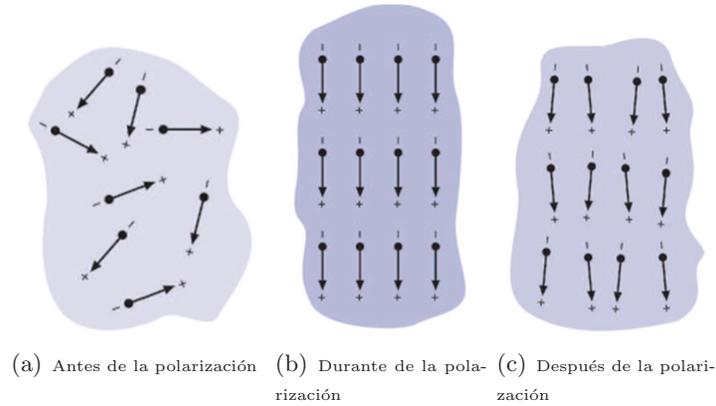


Figura 4.6: *Proceso de polarización* [59]

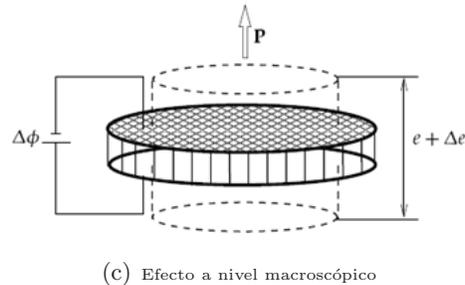
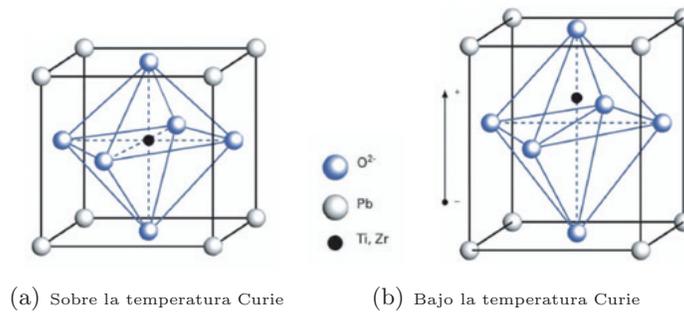


Figura 4.7: *Estructura cristalina Perovskita* [59]

Por encima de la *temperatura Curie* el centro de distribución de cargas positivas y negativas coincide y la simetría es perfecta (Figura 4.7a). Sin embargo, por debajo de esta temperatura el centro de simetría no coincide y la estructura tiene una simetría tetragonal (Figura 4.7b) dando origen a un dipolo eléctrico. Este dipolo provoca la deformación de la estructura cristalina en presencia de un campo eléctrico (efecto inverso), y también el desplazamiento eléctrico bajo los efectos de una deformación mecánica (efecto directo) de los materiales piezoeléctricos [2], [28].

Si se tiene en cuenta que, tanto la deformación mecánica como la variación del dipolo eléctrico de la estructura cristalina son microscópicas (Figuras 4.7a y 4.7b) y que los microcristales tienen la posibilidad de distribuirse y orientarse de forma aleatoria, es necesario realizar el proceso de polarización (Figura 4.6) para alinear la orientación de los dipolos y que los efectos piezoeléctricos se presenten a nivel macroscópico (Figura 4.7c) [59]. Es importante tener en cuenta que la polarización desaparece con el uso y a lo largo del tiempo, neutralizando los efectos piezoeléctricos directos e inversos del material, lo cual se denomina comúnmente envejecimiento del material piezoeléctrico [2].

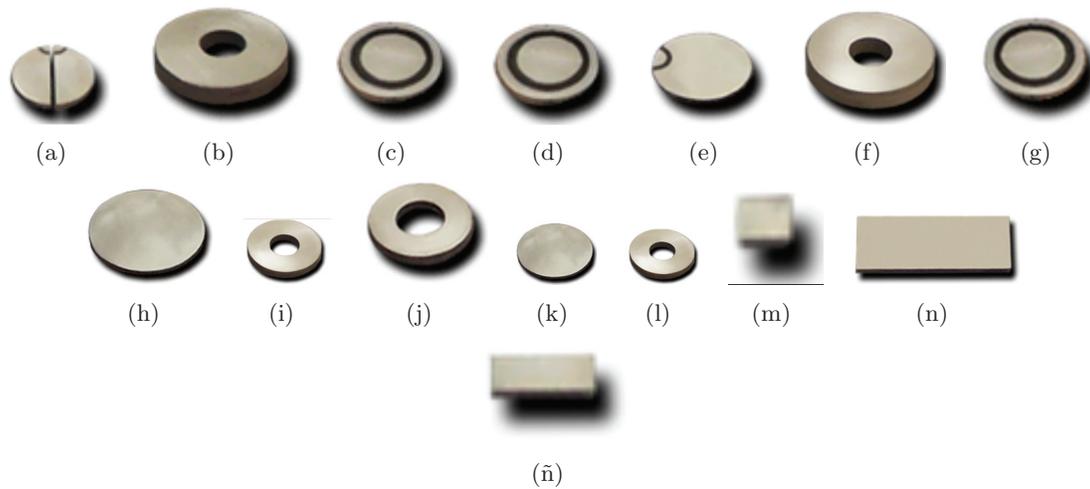
Ventajas de los sensores cerámicos *PZT*

- Gran variedad formas y tamaños.
- Procesos de fabricación convencional que abarata los costes.
- Posibilidad de elegir la dirección de polarización según la necesidad.
- Posibilidad de ajustar la *temperatura de Curie* según la aplicación.
- Posibilidad de realizar diferentes dopajes según la aplicación.
- Elevados coeficientes piezoeléctricos que implica una elevada sensibilidad.

Inconvenientes de los sensores cerámicos *PZT*

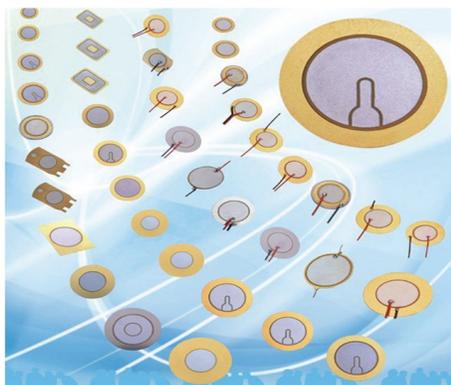
- Posible variación de las propiedades con la temperatura.
- Susceptibilidad a la fractura debido a su naturaleza cerámica.
- Envejecimiento o despolarización del piezoeléctrico con el paso del tiempo y/o uso prolongado.

Las cerámicas *PZT* son las más populares del mercado lo que las hace más asequibles. Existe gran variedad de formas y tamaños pero generalmente se producen en forma de discos cerámicos. La Figura 4.8 muestra los tipos de cerámicas *PZT* más comerciales y en la Tabla 4.1 se resumen sus características principales. La Figura 4.9 muestra los tipos de “zumbadores” más comunes en el mercado.

Figura 4.8: *Diferentes tipos comerciales de cerámicas PZT*

PZT	Dimensiones	Tipo de electrodo	Aplicaciones	No. Imagen
Anillo en PZT-5	10 x 5 x 2 mm	Paralelo	Acelerómetros	Fig4.8a
Disco cortado de PZT-5	20 mm x 2 MHz	Wrap Around (WR)	Transductores para NDT	Fig4.8b
Anillos en PZT-4	38,1 x 12,7 x 6,35 mm	Paralelo	Limpieza por Ultrasonido	Fig4.8c
Disco en PZT-4	20 mm x 2,4 MHz	Bull Eye	Nebulizadores	Fig4.8d
Disco en PZT-4	25 mm x 2 MHz	Wrap Around	Equipamiento Médico	Fig4.8e
Anillo en PZT-5	38,1 x 12,7 x 6,35 mm	Paralelo	Acelerómetros	Fig4.8f
Anillo en PZT-4	38,1 x 12,7 x 6,35 mm	Bull Eye	Nebulizadores	Fig4.8g
Disco en PZT-4	25 mm x 1 MHz	Paralelo	Equipamiento Médico	Fig4.8h
Anillo en PZT-8	38,1 x 19,1 x 5,15 mm	Paralelo	Soldadura por Ultrasonido	Fig4.8i
Anillo en PZT-8	Anillo en PZT-8	Paralelo	Soldadura por Ultrasonido	Fig4.8j
Disco en PZT-4	50,8 mm x 2 mm	Paralelo	Limpieza por Ultrasonido	Fig4.8k
Anillo en PZT-8	50,8 x 19,1 x 5,15 mm	Paralelo	Soldadura por Ultrasonido	Fig4.8l
Placa en PZT-5H	6 x 6 mm x 2 MHz	Paralelo	Transductores para NDT	Fig4.8m
Placa en PZT-8	3" x 1" x 2 mm	Paralelo	Actuadores	Fig4.8n
Placa en PZT-5A	12 x 6 x 1,2 mm	Paralelo	Sensores	Fig4.8o
Buzzer de bajo coste	Varios tamaños y formas	Según el modelo	Zumbadores	Fig4.8p

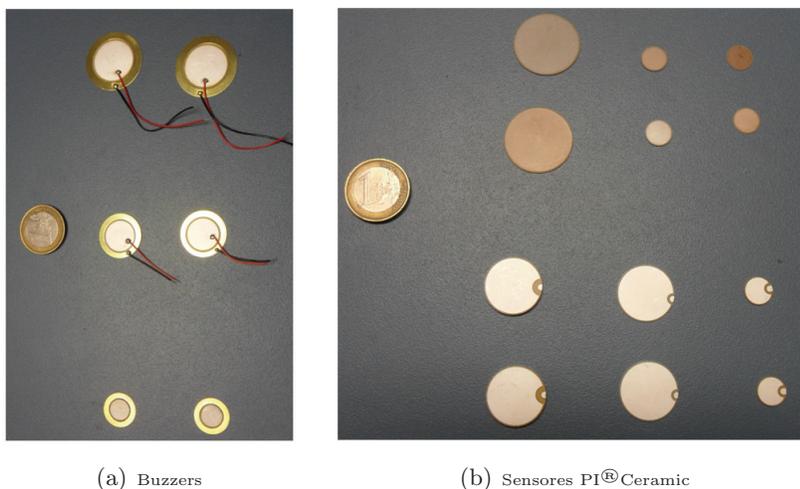
Tabla 4.1: *Diferentes tipos comerciales de cerámicas PZT [4]*

Figura 4.9: *Diferentes tipos de zumbadores*

4.1.2. Tipos de PZT usados en el desarrollo del sistema de medida de vibraciones

La Figura 4.10 muestra todos los tipos de sensores *PZT* que se ensayaron para el diseño del sistema de medida. Estos sensores en general fueron de dos tipos: los *buzzer* o “zumbadores” de la Figura 4.10a y sensores cerámicos de la marca PI[®]Ceramic de la Figura 4.10b.

Los *buzzers* son sensores de bajo coste utilizados por lo general como dispositivos de audio-señalización en alarmas, temporizadores, etc., y consisten en un disco conductor rígido que es adherido al disco de cerámica piezo-eléctrica *PZT* como se muestra en la Figura 4.10a.



(a) Buzzers

(b) Sensores PI[®]CeramicFigura 4.10: *Sensores PZT de laboratorio* [59]

El electrodo negativo de la cerámica *PZT* hace contacto con el disco conductor sobre el cuál es soldado el cable de masa del sistema (en negro). El cable (rojo) soldado sobre el electrodo positivo superior conduce la señal de excitación o de control de voltaje.

En las Figuras 4.11 y 4.12 se muestra el diagrama de Bode en amplitud y fase para tres parejas de *buzzers PZT*, en frecuencias bajas (Figura 4.11) y frecuencias altas (Figura 4.12) obtenidas mediante pruebas realizadas en el laboratorio de nuestro grupo de investigación. Estos sensores se caracterizan por una función de Respuesta en frecuencia plana solo para bajas frecuencias entre 20 Hz y 6 kHz. Sin embargo, para frecuencias altas a partir de los 6 kHz, los sensores presentan resonancias y no linealidades tanto en amplitud como en fase hasta aproximadamente los 20 kHz, como se muestra en el recuadro de la Figura 4.12.

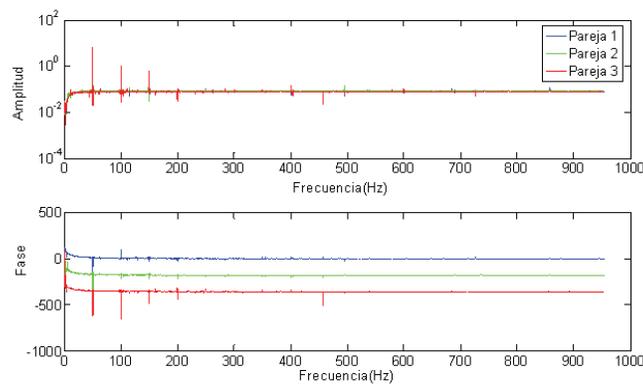


Figura 4.11: Diagrama de Bode en magnitud y fase de los buzzers en baja frecuencia [0-1000] Hz

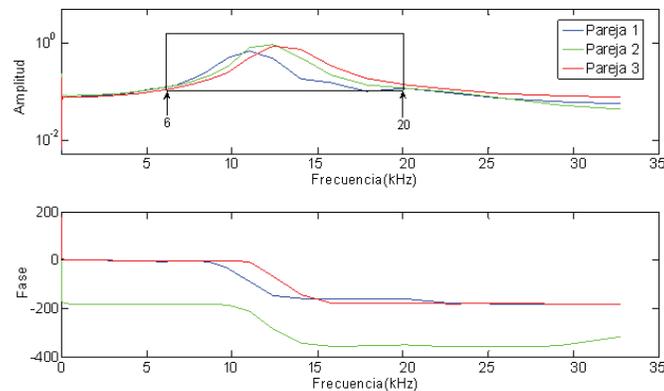


Figura 4.12: Diagrama de Bode en magnitud y fase de los buzzers para el ancho de banda completo

Adicional al problema de espectro no-plano en altas frecuencias, este tipo de sensores está diseñado para superficies planas y rígidas. Esto es, que si la superficie sobre la cual el sensor es adherido sufre algún tipo de deformación, el sensor no es solidario con dicha deformación y se despega o se rompe. Esto se comprobó en los ensayos realizados, como se muestra en los siguientes Capítulos. Teniendo en cuenta que el objeto de esta investigación son los disipadores de energía tipo WPD y que estos elementos sufren deformaciones bajo la acción de cargas dinámicas como parte de su actividad disipadora, y que mediante experimentos, simulaciones y ensayos posteriores se determinó que la mayoría de las frecuencias propias del disipador se encuentran en las altas frecuencias, el empleo de estos sensores fue descartado para esta aplicación.

Cabe destacar la caracterización de los sensores *buzzers PZT* se realizó con un sistema de medida que hasta entonces no era robusto frente al ruido, por lo que en la Figura 4.11 se pueden observar picos de ruido eléctrico de la red en 50 Hz y sus armónicos en 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz, etc., que interfieren con la señal.

Los sensores cerámicos de la marca PI[®]Ceramic (Figura 4.10b) no tienen el inconveniente del disco rígido de los *buzzers*, lo cual los dota de cierta flexibilidad. El comportamiento de este tipo de sensores depende del tipo de cerámica y las dimensiones de espesor y diámetro. La cerámica PIC-151 es un tipo de cerámica blanda usada para aplicaciones que no requieren alta potencia. Este material también es elaborado a base de **zirconato de plomo** modificado con *titanato de plomo*. Este dopaje dota a la cerámica de elevada permitividad, alto factor de acoplamiento y una elevada constante de carga piezo-eléctrica. La cerámica PIC-151 es de uso estándar para actuadores y es adecuado para aplicaciones con bajo consumo de energía.

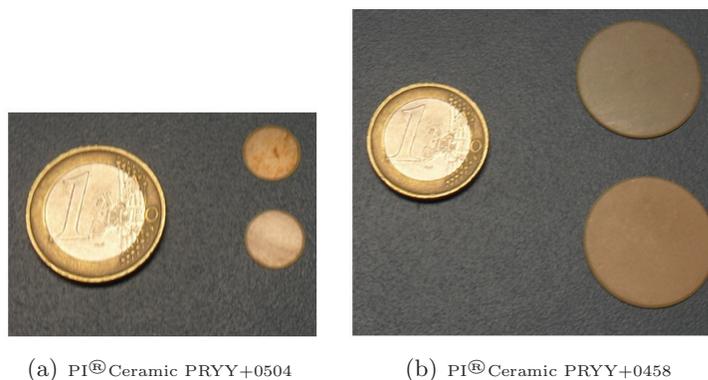


Figura 4.13: Sensores PI[®]Ceramic

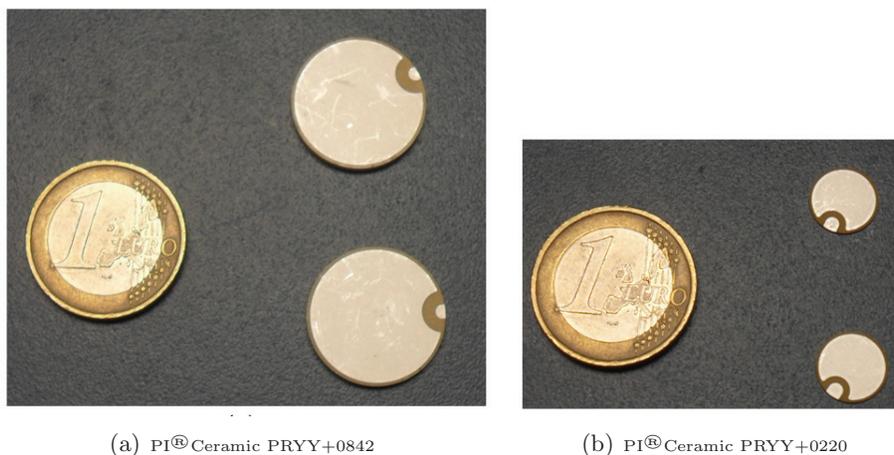
La Figura 4.13 muestra dos modelos de sensores de cerámica PIC-151, el PRYY+0504 (Figura 4.13a) y el PRYY+0458 (Figura 4.13b), cuyas dimensiones se muestran en la Tabla 4.2. Aunque esta cerámica tiene una respuesta plana en un rango más amplio que los *buzzers*, su inconveniente principal es la ubicación de sus electrodos que influye negativa-

mente a la hora adherirlo sobre la superficie. Estos discos cerámicos tienen sus electrodos positivo y negativo situados en cada una de las caras del disco. Teniendo en cuenta que el sensor debe quedar adherido por completo a la superficie de pegado, no es adecuado realizar una soldadura directamente sobre la cara del disco que se adhiere a la superficie, ya que el grosor de la soldadura impide esta adherencia. Adicionalmente la presión vertical ejercida sobre el sensor a la hora de fijarlo sobre la superficie, causa rotura del material cerámico debido a que la superficie ya no es plana. Se ensayaron varias técnicas para hacer contacto con el electrodo interior sin realizar la soldadura directamente sobre la cara cerámica. Uno de ellos consistió en extender el área de soldado mediante un conductor plano, una cinta de cobre muy delgada, pero los resultados obtenidos tanto con este método y como con otras técnicas que se ensayaron no fueron buenos y su uso para esta aplicación fue descartado.

Modelo	Cerámica	Diámetro	Espesor	Electrodos	Wrapped
PRYY+0458	PIC151	10 mm	0.5 mm	CuNi	No
PRYY+0504	PIC151	25 mm	0.5 mm	CuNi	No
PRYY+0220	PIC151	10 mm	0.5 mm	Ag	Si
PRYY+0842	PIC151	20 mm	2.0 mm	Ag	Si

Tabla 4.2: Características de los sensores $PI^{\text{®}}$ Ceramic ensayados

La Figura 4.14 muestra otro tipo de sensores del mismo material cerámico PIC-151, en este caso los sensores son tipo “wrapped”, es decir, sus dos electrodos se encuentran ubicados sobre la cara superior de la cerámica y es posible realizar la soldadura directamente sobre los electrodos sin que este hecho influya en la etapa de pegado.



(a) $PI^{\text{®}}$ Ceramic PRYY+0842

(b) $PI^{\text{®}}$ Ceramic PRYY+0220

Figura 4.14: Sensores $PI^{\text{®}}$ Ceramic PRYY+0842 y PRYY+0220

Las características de respuesta en frecuencia de estos dos sensores se muestran en las Figuras 4.15 y 4.16. Como se puede observar, estos sensores tienen una respuesta en frecuencia plana para las altas frecuencias a partir de aproximadamente 1400 Hz (Figura 4.16). Para las bajas frecuencias [0 – 1400] Hz (Figura 4.15), el sensor presenta claras no linealidades tanto en amplitud como en fase, lo cual hace que su uso no sea conveniente para aplicaciones en anchos de banda bajos.

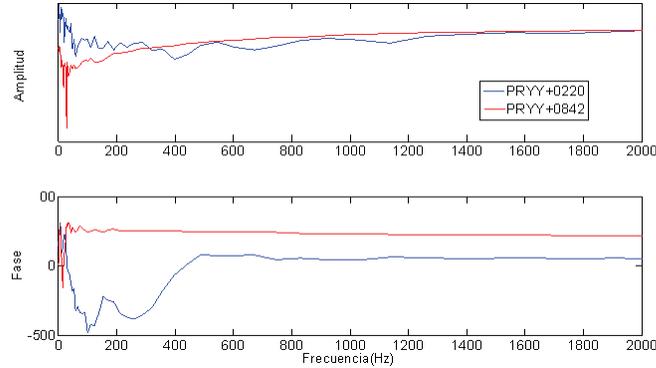


Figura 4.15: Diagrama de Bode para los sensores PRYY+0842 y PRYY+0220 a bajas frecuencias

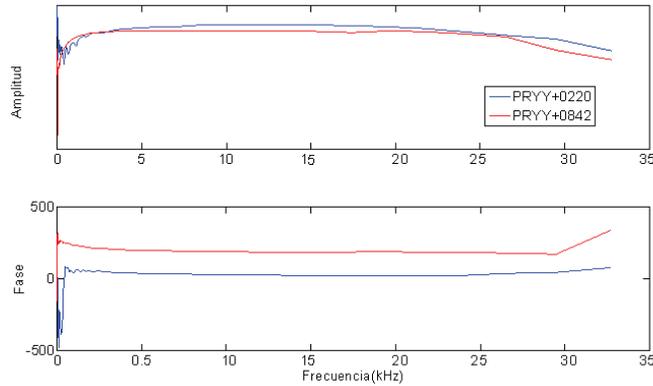


Figura 4.16: Diagrama de Bode para los sensores PRYY+0842 y PRYY+0220 en todo el ancho de banda

Teniendo en cuenta que la primera frecuencia de resonancia del disipador WPD se encuentra alrededor de los 1500 Hz y que hay un elevado número de resonancias significativas hasta los 25000 Hz, calculadas tanto con simulación numérica con el método de elementos finitos como experimentalmente, como será demostrado en el Capítulo 6 de esta Memoria, la respuesta en frecuencia plana que tienen los *PZT* PRYY+0842 y PRYY+0220 entre 1500 y 25000 Hz los hace ideales para su uso en esta aplicación.

La Figura 4.17 muestra las gráficas características suministradas por el fabricante para la cerámica PIC151 de capacitancia, frecuencia de resonancia, factor de acoplamiento transversal de oscilación y constante de carga piezo-eléctrica, todas en función de la temperatura.

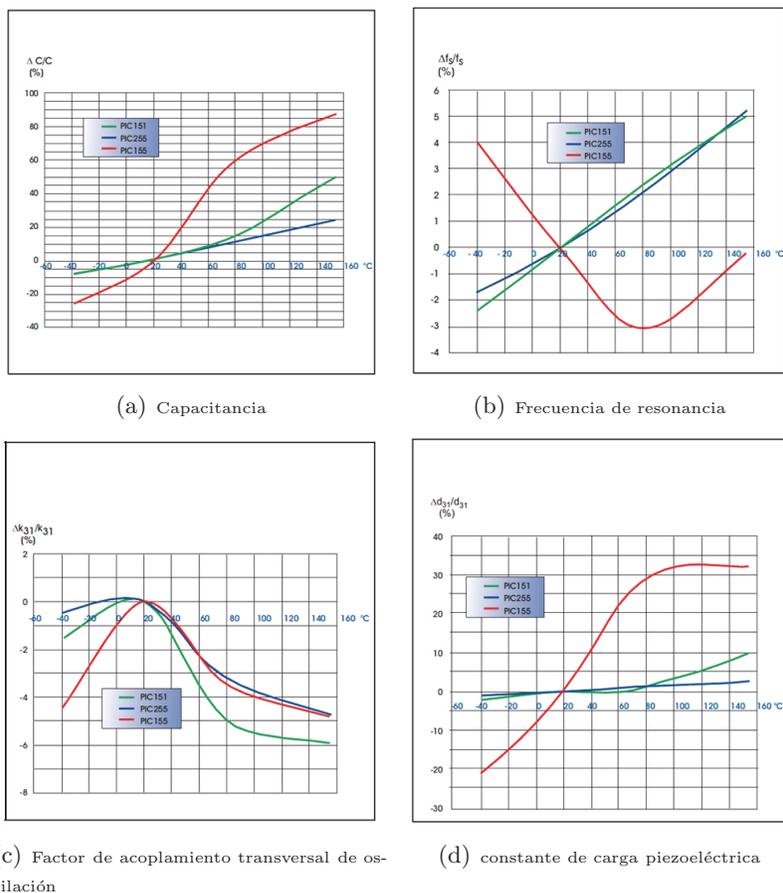


Figura 4.17: Gráficas características para la cerámica PIC 151 dadas por el fabricante

Se comprueba que, como se mencionó anteriormente, la temperatura es un factor determinante en el comportamiento de los sensores PZT. Sin embargo para esta aplicación la temperatura a la que se somete el sensor es la temperatura ambiente, $-5^{\circ}C$ a $40^{\circ}C$, y el comportamiento en este rango de temperaturas se puede considerar como lineal o de baja pendiente en todos los casos. No obstante, conviene considerar estas variaciones de las constantes piezoeléctricas en función de la estación del año a la hora de realizar análisis de los datos ya que pueden influir, aunque levemente, en el comportamiento de la señal de vibraciones.

Finalmente, la Tabla 4.3 resume los valores de las propiedades físicas, dieléctricas, electro-mecánicas y acusto-mecánicas para la cerámica PIC151 dadas por el fabricante (PI[®]Ceramic).

Parámetro	Unidades	Valor
Propiedades físicas y dialécticas		
Densidad	g/cm^3	7,8
Temperatura Curie	$^{\circ}C$	250
Permitividad		1980-2400
Propiedades electro-mecánicas		
Factor Coupling	k_p	0,62
Factor Coupling	k_t	0,53
Factor Coupling	k_{33}	0,38
Factor Coupling	k_{15}	0,69
Constante de carga piezoeléctrica	d_{31}	-210
Constante de carga piezoeléctrica	d_{33}	500
Constante de voltaje piezoeléctrico	g_{31}	-11,5
Constante de voltaje piezoeléctrico	g_{33}	22

Tabla 4.3: Propiedades de la cerámica PIC 151 de PI[®]Ceramic

4.1.3. Piezoeléctricos polímeros: *piezofilm*

El descubrimiento y posterior aplicación de los sensores piezoeléctricos polímeros es relativamente reciente. La búsqueda de materiales orgánicos que exhibieran el fenómeno piezoeléctrico se inicia sobre los años 60 al encontrar un leve efecto piezoeléctrico en los huesos y tendones de una ballena. Años más tarde se encontró una elevada piezoelectricidad en polímeros como el fluoropolímero polarizado y el fluoruro de polivinilideno (PVDF). Es entonces cuando comienza la comercialización de los piezopolímeros para aplicaciones prácticas [48].

Los piezopolímeros o piezofilm son requeridos principalmente por ser una solución flexible, resistente, ligera y porque pueden ser usados a elevadas temperaturas (hasta $135^{\circ}C$), requisitos necesarios en algunas aplicaciones en que los piezoeléctricos cerámicos no son apropiados. Adicionalmente los piezofilm son muy versátiles en su geometría y permiten espesores muy finos. Son muy apropiados en aplicaciones que requieren cubrir un gran ancho de banda.

Un transductor piezofilm se compone de una capa de material piezopolímero central la cual forma una especie de *sándwich* con dos electrodos recubiertos por una capa protectora como se muestra en la Figura 4.18.

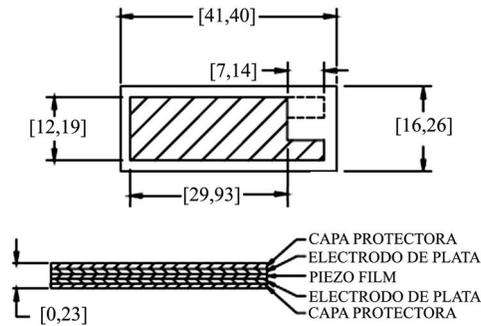


Figura 4.18: *Detalle de la composición por capas de un transductor piezofilm tipo DT1 (todas las medidas están en mm) [48]*

Por lo general, los electrodos son impresos durante la fabricación de la película piezoeléctrica con tintas de impresión conductoras o patrones de grabado mediante técnicas de fotolitografía.

La elección del grosor del piezofilm depende de la aplicación. Los piezofilm más gruesos generan voltajes más elevados, pero también forman pequeñas capacitancias. Un piezofilm de espesor delgado genera tensiones grandes cuando fuerzas de compresión longitudinales relativamente pequeñas actúan sobre él [48]. Cualquier área del piezofilm que no esté sometido a estrés actuará como una carga capacitiva.

Cuando un piezoeléctrico polímero se somete a una tensión aplicada sobre sus electrodos metálicos, el piezofilm vibra de forma longitudinal (efecto piezoeléctrico directo), como se muestra en la Figura 4.19, produciendo en algunos casos una señal audible.

El efecto piezoeléctrico directo de los Sensores piezofilm presenta unas características de sensibilidad excelentes que les permite ser usados como sensores en un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, el efecto piezoeléctrico inverso requiere voltajes bastante elevados. Esto se debe a que los sensores piezofilm son transductores capacitivos y su impedancia disminuye con la frecuencia y tiende a infinito para las bajas frecuencias [48].

El uso de los piezofilm como excitadores de vibración requiere de transformadores para intensificar los voltajes de la señal conductora, por lo que su uso como excitador no es muy práctico.

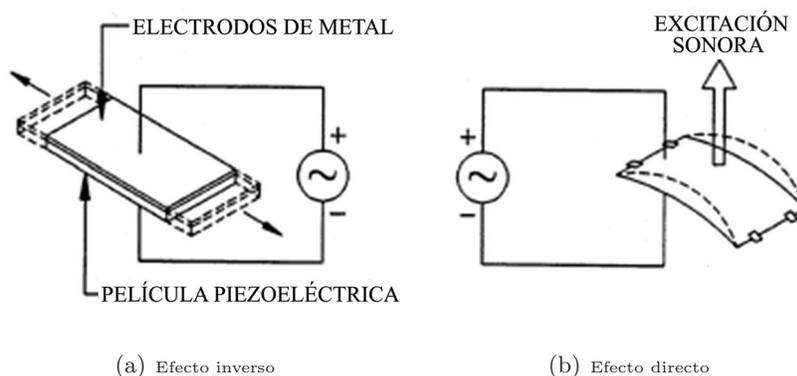


Figura 4.19: *Efecto piezoeléctrico del piezofilm*

A diferencia de los transductores piezoeléctricos cerámicos, los transductores piezofilm ofrecen un amplio rango dinámico, con un ancho de banda cercana a los 2 GHz que se debe en parte a la suavidad de los polímeros. Esta característica les permite ser usados en aplicaciones como *tweeter*⁴ de elevada fidelidad y en aplicaciones de ultrasonido por encima de frecuencias de 500 kHz [48].

La frecuencia de resonancia de un piezofilm depende de su espesor. Su rango se extiende desde pocos MHz para *piezofilm* gruesos (1000 μm) a más de 100 MHz para *piezofilm* muy finos. Por ejemplo un *piezofilm* de espesor 28 μm , tiene una resonancia cercana a los 40 MHz. Sin embargo, su uso en las frecuencias bajas está limitado y sólo es posible si se implementan circuitos eléctricos adicionales como buffer de alta impedancia [48].

La naturaleza capacitiva de los *piezofilm* implica que son muy susceptibles a las interferencias electromagnéticas (EMI). Este problema es más relevante a medida que los niveles de señal disminuyen o en aplicaciones con ambiente crítico o condiciones de ruido no controladas. Adicionalmente, las interferencias de la red eléctrica pueden convertirse en un problema cuando los dispositivos se encuentran sin blindaje.

Una buena alternativa para aumentar la SNR (relación señal-ruido) de los típicos pares de cable trenzado son los cables blindados. Se debe prestar especial atención a los puntos de conexión ya que son un área crítica de vulnerabilidad EMI. Adicionalmente, como la mayoría de los sensores piezoeléctricos, los piezofilm también son piroeléctricos y tienen cierta sensibilidad a la temperatura.

⁴Un *tweeter* es un transductor electroacústico diseñado para reproducir sonidos específicos de audiofrecuencia altas.

Las propiedades de operación típicas de los piezofilm, basadas en una configuración típica estándar (DT1) para un área activa de 12x30 mm con electrodos de plata impresos en ambas superficies de 15x40 mm fabricado con sustrato de polímero son [48]:

- Conversión Electro-Mecánica: 23×10^{-12} m/V, 700×10^{-6} N/V.
- Conversión Mecánico-Eléctrica: 400×10^{-3} V/ μ m, 14,4 V/N.
- Conversión Piroeléctrica: 8 V/25°C.
- Capacitancia: $1,36 \times 10^{-9}$ F.
- Factor de disipación: 0,018 a 10 kHz.
- Impedancia: 12 k Ω a 10 kHz
- Operación de voltaje máximo: 280 VDC y 840 VAC que permiten un desplazamiento en una dirección de 7 μ m y 21 μ m respectivamente.
- Fuerza máxima aplicada en 1 dirección: 6-9 kgF permite una salida de 830 a 1275 V.
- Rendimiento del piezofilm a bajas frecuencias, limitado por debajo de los 500 Hz.

Ventajas de los sensores *piezofilm*

- Elevadas propiedades elásticas.
- Elevada resistencia dieléctrica, soporta campos de hasta 75 V/ μ m sin despolarizarse.
- Elevada resistencia mecánica y resistencia a impactos (109-1010 Pa).
- Elevada estabilidad y resistencia a la humedad (<0.02% absorción de humedad), a los productos químicos, oxidantes, ultravioleta intensa y radiación nuclear.
- Elevada flexibilidad y versatilidad de geometrías y tamaños.
- Fácil adherencia con pegamentos comerciales algunos modelos comerciales incorporan una película de pegamento fina para adherirse directamente a las estructura.
- Buen rendimiento en un amplio ancho de banda, BW=[13-109] Hz.
- Baja densidad y excelente sensibilidad.
- Mecánicamente resistente.

Limitaciones de los sensores *piezofilm*

- Su transmisor electromecánico es relativamente débil comparados con los *PZT*. Su capacidad de actuación limitada, sobretodo en frecuencias bajas.
- Si los electrodos del piezofilm están expuestos, el sensor es sensible a radiaciones electromagnéticas e interferencias AC (corriente alterna) de la red eléctrica.

En la Tabla 4.4 se presenta una comparación entre las propiedades de un piezofilm común (PVDF) y un sensor *PZT* típico.

Propiedad	Unidades	Piezofilm	PZT
Densidad	$10^3 \text{ Kg}/m^3$	1,78	7,5
Permitividad relativa		12	1,2
Constante d_{31}	$10^{-12} \text{ C}/\text{N}$	23	110
Constante g_{31}	$10^{-3} \text{ Vm}/\text{N}$	216	10
Constante k_{31}	% a 1 kHz	12	30
Impedancia acustica	$10^6 \text{ kg}/m^2s$	2,7	30

Tabla 4.4: Comparación de las principales propiedades de un piezofilm y una cerámica *PZT* [48]

4.1.4. Tipos de piezofilm usados en el desarrollo del sistema de medida de vibraciones

La Figura 4.20 muestra los tipos de sensores *piezofilm* que se han ensayado para el diseño del sistema de medida. Todos estos sensores son de la empresa *Measurement SPECIALTIES* y en general se pueden dividir en dos tipos en función de la conexión entre sus electrodos y los conectores: los piezofilm con remaches y los de conectores flexibles.

Los sensores *piezofilm* generalmente se fabrican a base de fluoropolímero polarizado y fluoruro de polivinilideno y sus características varían en función del espesor y longitud de la película de polímero piezoeléctrico. Los sensores de la serie DT son la forma más simple de sensores piezofilm y se caracterizan por su forma rectangular y por tener electrodos impresos en tinta de plata. Los *piezofilms* DT producen más de $10 \text{ mV}/\mu\text{E}$ y su capacitancia es proporcional al área e inversamente proporcional al espesor del elemento. Algunos de ellos ya tienen los electrodos soldados mediante remaches a los cables conectores (“with lead rivets”) y pueden ser adheridos a la superficie con cinta de doble cara o *epoxi*.

Para esta investigación se probaron tres sensores piezofilm de la serie DT con igual espesor ($28 \mu\text{m}$) y con diferentes dimensiones mostradas en la Figura 4.21. En la Tabla 4.5 se encuentran sus características generales y en la Tabla 4.6 sus características piezoeléctricas.

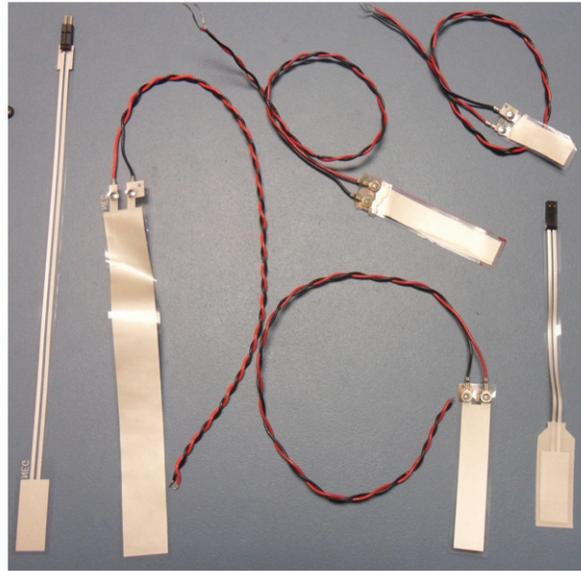
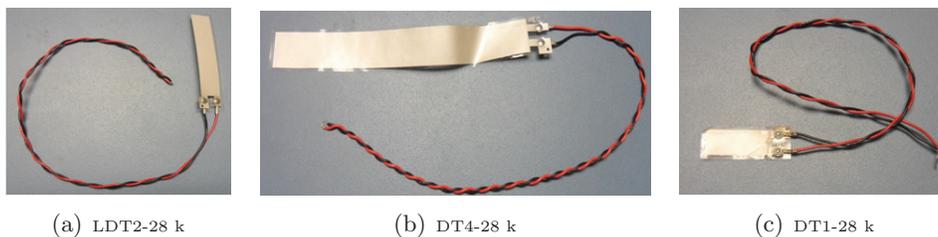


Figura 4.20: Sensores piezofilm de la empresa Measurement SPECIALTIES

Referencia	Tipo	Espesor del film	Ancho	Largo)	Capacidad(nF)
2-1002908-0	DT1-28k	28 μm (film)	16 mm (total)	41 mm (total)	1,38
1-1003745-0	LDT2-28k	28 μm (film)	16 mm (total)	72 mm (total)	2,78
1-1002150-0	DT4-28k	28 μm (film)	22 mm (total)	171 mm (total)	11

Tabla 4.5: Características generales de los sensores piezofilm serie DT



(a) LDT2-28 k

(b) DT4-28 k

(c) DT1-28 k

Figura 4.21: Sensores piezofilm serie DT

Otra clase de sensores piezofilm que últimamente está teniendo mucha aceptación son los sensores de puntas “Flexibles” de la serie FDT. Este tipo de sensores son una versión más elaborada de la serie DT. Además de electrodos de plata impresos sobre la película piezoeléctrica, la conexión con los cables conductores no se hace cerca del sensor con remaches entre el electrodo y el cable de conexión, sino que el polímero piezoeléctrico se

extiende desde el área del sensor activo formando un apéndice de circuito flexible con líneas conductoras. Esta mejora proporciona una conexión plana y flexible hasta el extremo con una terminación en dos pines para su interconexión con el cableado del sistema como se muestra en la Figura 4.22.

Parámetro	Unidades	Valor (PVDF)
Espesor	μm	9, 28, 52, 110
Constante d_{31}	10^{-12} C/N	23
Constante d_{33}	10^{-12} C/N	-33
Constante g_{31}	10^{-3} Vm/N	216
Constante g_{33}	10^{-3} Vm/N	-330
Capacitancia	pF/cm ² a 1 kHz	380 para 28 μm
Módulo de Young	10^9 N/m ²	2-4

Tabla 4.6: Características piezoeléctricas de los sensores piezofilm serie DT [48]

Al igual que la serie DT, en la serie FDT las propiedades piezoeléctricas dependen de la dimensión y el espesor de la película de piezopolímero. Por lo general la salida de voltaje va desde los 10 mV a 100 V dependiendo de la tensión en fuerza aplicada. Algunas versiones de la serie FDT están provistas de un laminado de poliéster de 0,005 pulgadas de tipo *mylar*⁵ y toman el nombre de FLDT (Figura 4.22a), otros de ellos vienen con una capa adhesiva cubierta de una cinta protectora en la zona activa del sensor (Figura 4.22b).

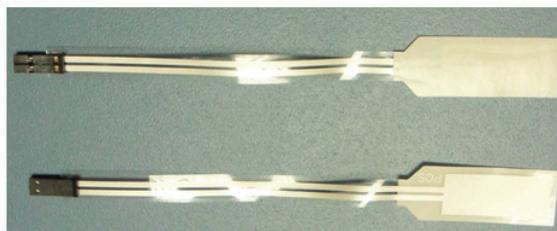
Entre los modelos de piezofilm ensayados, el modelo FLDT1-28k W/adh-F es el que permite una mayor comodidad para su fijación a la superficie ya que no requiere el uso de pegamentos, epoxi o cintas adhesivas adicionales que generalmente causan atenuaciones de la señal como se comprobó experimentalmente. La capa adhesiva que trae por defecto este modelo de piezofilm es lo suficientemente delgada para no causar atenuaciones de la señal.

El principal cuidado que se debe tener con esta serie de sensores es no someterlos a elevadas temperaturas, pues no soportan más de 80 °C. Cualquier soldadura de las clavijas a un PCB debe hacerse rápidamente. La exposición de los pines a las altas temperaturas de soldado no puede ser mayor de 5 s y el soldador nunca debe tocar la película piezoeléctrica. La Tabla 4.7 muestra las características generales de esta serie de sensores.

⁵Mylar y Melinex son los nombres comerciales usados en Estados Unidos y Gran Bretaña para el tipo de poliéster PET (Polyethylene Terephthalate) o Tereftalato de polietileno, politereftalato de etileno, polietilentereftalato o polietileno Tereftalato. Este es un tipo de plástico muy usado en envases de bebidas y textiles.



(a)



(b)

Figura 4.22: Sensores piezofilm serie FDT a) FLDT1-52 k, b) FLDT1-28 k W/adh-F

Referencia	Tipo	Espesor del film	Ancho	Largo	Capacidad(nF)
2-1002786-1	FLDT1-52 k	52 μm (film)	16 mm (total)	235 mm (total)	0,740
1001777	FLDT1-28 k W/adh- F	28 μm (film)	17 mm (total)	140 mm (total)	1,37

Tabla 4.7: Características generales de los sensores piezofil serie FDT

De las pruebas realizadas con los diferentes tipos de piezofilm, el modelo FLDT1-28k W/adh-F presentó los mejores resultados. Tanto por su naturaleza piezopolímera que lo dota de flexibilidad evitando roturas por deformaciones en la superficie, su circuito de líneas conductoras flexibles que se extienden desde el área activa y evitan realizar soldaduras y conexiones cerca del sensor, su terminación en pines que facilita su conexión con el sistema y su delgada capa adhesiva que evita atenuaciones de la señal y permite una fijación cómoda minimizando los costes de instrumentación. Este sensor resulta ideal para la aplicación en disipadores de energía WPD.

Las Figuras 4.23 y 4.24 muestran la respuesta en frecuencia de este sensor obtenida en nuestro laboratorio. Como se observa, el espectro en magnitud comienza a ser plano a partir de aproximadamente 500 Hz y se puede considerar plano en todo el ancho de banda ya que no presenta resonancias importantes.

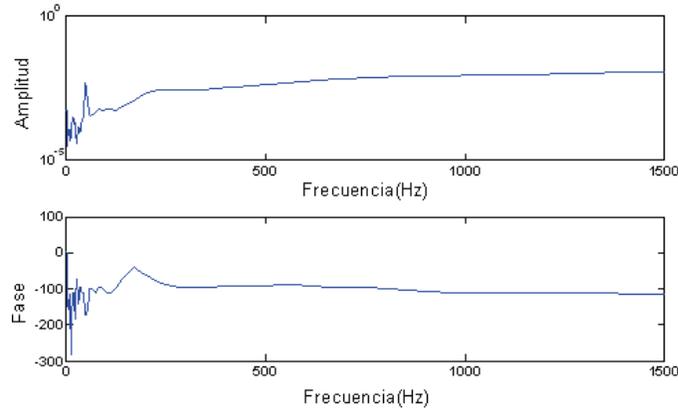


Figura 4.23: Diagrama de Bode para el sensor FLDT1-28k W/adh-Fen bajas frecuencias

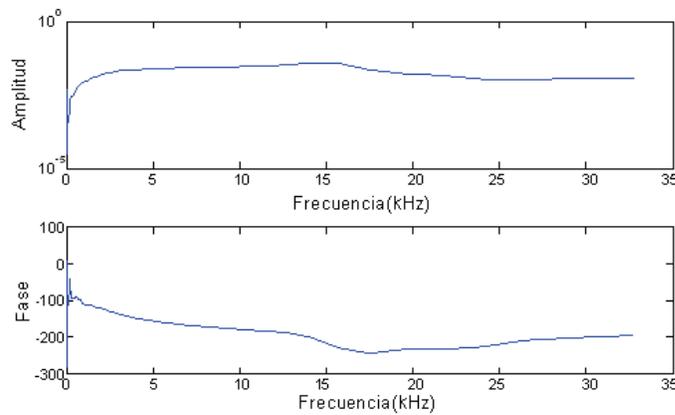


Figura 4.24: Diagrama de Bode para el sensor FLDT1-28k W/adh-F en el ancho de banda completo

4.2. Sistema de acondicionamiento de señal

El acondicionamiento de la señal consiste en una serie de etapas intermedias que permiten facilitar la conexión, acoplar las impedancias y dotar de calidad a las señales, para que los registros sean más fiables. Estas etapas se realizan en la fase de excitación entre el generador de señales y el transductor piezoeléctrico y en la fase de recepción entre el transductor piezoeléctrico y el sistema de adquisición de señales. En el diagrama de bloques del sistema de medida implementado de la Figura 4.2 se pueden localizar estas etapas de acondicionamiento de señal.

4.2.1. Acondicionador de señal para la etapa de excitación

El acondicionamiento de señal en la etapa de excitación se compone de un amplificador piezoeléctrico de ganancia lineal encargado de suministrar potencia a la señal de control entregada por el generador antes de ser enviada al actuador piezoeléctrico. Una segunda función del amplificador es el acople de impedancias entre el generador y el transductor piezoeléctrico. La Figura 4.25 muestra un esquema de la ubicación del amplificador dentro del sistema de medida.

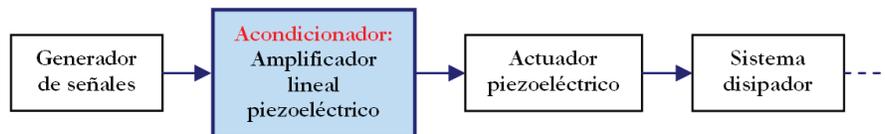


Figura 4.25: Esquema del sistema de medida en la etapa de excitación

Amplificador piezoeléctrico lineal EPA 104

Los amplificadores de la empresa *Piezo Systems* están diseñados para manejar elevadas cargas capacitivas en las frecuencias bajas y cargas capacitivas bajas en altas frecuencias como en los dispositivos de ultrasonido. Su estabilidad y capacidad de voltaje permiten conducir de forma dinámica dispositivos piezoeléctricos. Están construidos con amplificadores operacionales híbridos de alto voltaje que son utilizados en la regulación de fuentes de alta potencia [60]. Dentro de estos amplificadores piezoeléctricos, el amplificador EPA-104 (Figura 4.26) se destaca por su respuesta lineal en un amplio rango de frecuencias, hasta los 300 kHz.



Figura 4.26: Amplificador lineal piezoeléctrico EPA 104 [61]

Este amplificador tiene un control de ganancia regulable que multiplica la señal hasta $\times 20$, proporcionando valores de voltaje de hasta ± 200 V_p, magnitudes de corriente de ± 200 mA y potencias de hasta 40 W [61]. El amplificador EPA 104 está provisto de una protección para interferencias electromagnéticas para garantizar la calidad de la señal evitando distorsiones o influencias del ruido eléctrico. También tiene protecciones tanto a la entrada como a la salida para evitar que cualquier subida de tensión o corto circuito dañe el aparato [46]. La entrada analógica del EPA 104 está ingresada por un conector tipo BNC y acepta hasta ± 10 V de señales proporcionadas por generadores, controladores o redes de retroalimentación. La Tabla 4.8 presenta las principales características eléctricas suministradas por el fabricante.

Voltaje Máximo	± 200 V _p
Corriente máxima	± 200 mA _p
Potencia de salida	40 W _p
Ancho de banda	Según carga capacitiva (Ver Figura 4.27)
Ganancia de Voltaje	Ganancia variable, ajustable de 0 a $20x$
Máxima entrada de voltaje	± 10 V _p

Tabla 4.8: Características eléctricas del Amplificador EPA 104 [60]

Los requerimientos de corriente en un actuador piezoeléctrico que se conecte al amplificador piezoeléctrico dependen de la forma de onda de la señal de excitación. Para estimar los requerimientos de corriente del actuador se requiere resolver las siguientes Ecuaciones:

- Para una onda senoidal: $I_p = 2 \pi f C V_p$
- Para una onda triangular: $I_p = 4 f C V_p$
- Para una onda cuadrada: $I_p = C dV/dt$

donde I_p es la corriente pico y f es la máxima frecuencia de operación, C es la capacidad del dispositivo piezoeléctrico, y V_p el máximo voltaje de pico requerido por el piezo-actuador. El amplificador debe ser capaz de proporcionar tanto V_p como I_p . La Figura 4.27 muestra las curvas de V_p para diferentes valores de la carga capacitiva frente a la frecuencia de operación.

Para comprobar la linealidad de respuesta de este amplificador, se realizaron varias pruebas de laboratorio conectando los transductores piezoeléctricos como carga del amplificador y generando una señal de control de diferentes magnitudes de voltaje (V_{in}), midiendo la caída de voltaje sobre el piezoeléctrico (V_{out}). La Figura 4.28 muestra el montaje experimental para la caracterización del amplificador.

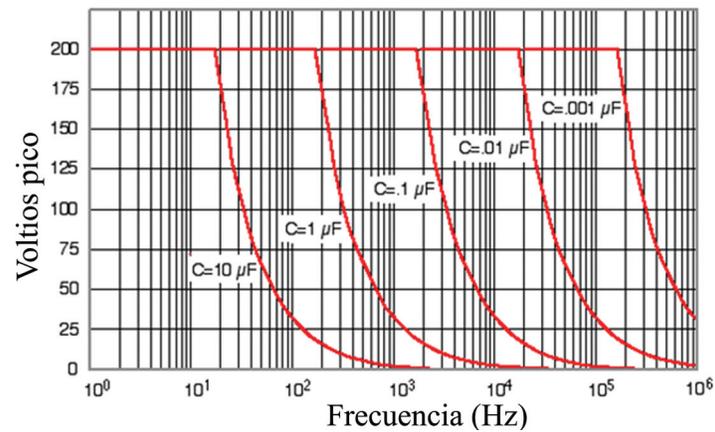


Figura 4.27: Curvas de V_p entregadas a una carga capacitiva en función de la frecuencia [61]

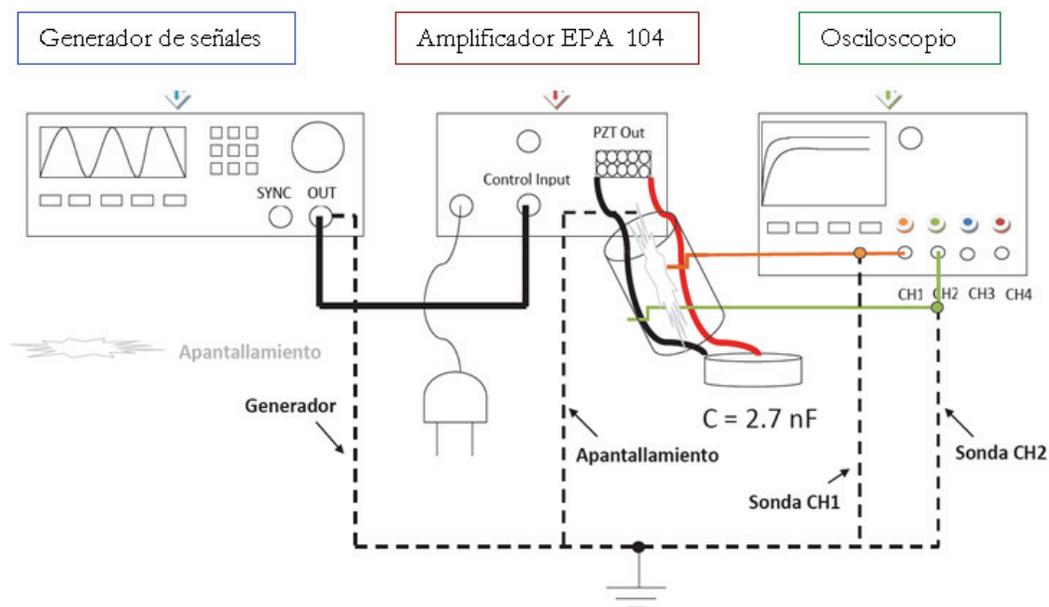


Figura 4.28: Montaje experimental para la caracterización del amplificador EPA 104 [46]

Finalmente, la Figura 4.31 muestra las respuestas del amplificador en el ancho de banda en el rango de $[0 - 30]$ kHz para el caso en que la carga es un transductor piezoeléctrico de $2,7 \text{ nF}$. Puede observarse una muy alta linealidad en toda la banda de trabajo.

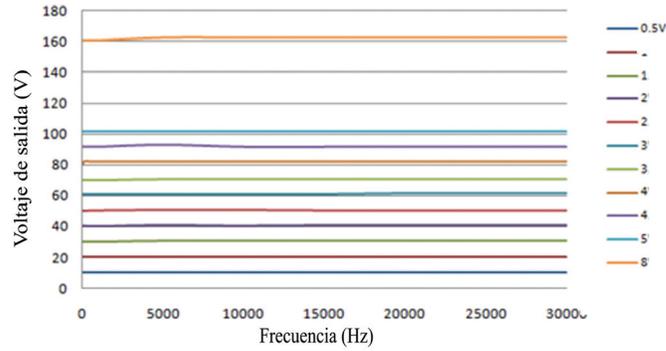


Figura 4.29: Caracterización de la tensión de salida del amplificador EPA 104 a diferentes tensiones de entrada en función de la frecuencia para una carga de 2.7nF [46]

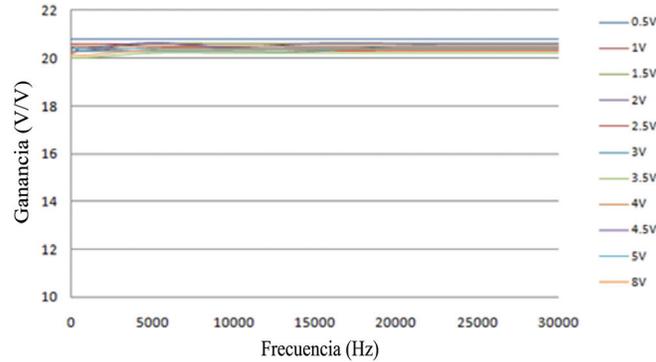


Figura 4.30: Ganancia del amplificador EPA 104 en escala lineal en función de la frecuencia [46]

4.2.2. Acondicionamiento de señal para la etapa de respuesta

El acondicionamiento de señal en la etapa de respuesta para el sistema de medida electrónico de señales de vibraciones lo componen todas las interfaces electrónicas desarrolladas para facilitar las conexiones, simplificar el cableado y proporcionar calidad a la señal de vibraciones. Entre estos sistemas se encuentran las interfaces de conexión entre los sensores piezoeléctricos y el sistema de adquisición de señales, el apantallamiento y sistema de tierras independiente, que dota de robustez al sistema frente al ruido eléctrico y la etapa de amplificación diferencial, que proporciona mayor calidad y nivel de voltaje a la señal transmitida por los sensores y acopla sus impedancias. La Figura 4.31 muestra un esquema de la ubicación de estos sistemas dentro del sistema general de medida.

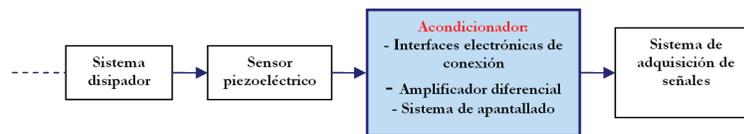


Figura 4.31: Esquema del sistema de medida en la etapa de respuesta

Interfaces electrónicas para la conexión de los sensores

Para la interconexión de los sensores piezoeléctricos con el sistema de adquisición de señales se diseñaron interfaces y adaptaciones entre cables con objeto de que permitieran flexibilidad y comodidad a la hora de instalar el sistema, al mismo tiempo que se evitara la atenuación o pérdida de señal y que el sistema fuera robusto frente al ruido. Estas interfaces son las siguientes:

1. **Instrumentación de sensores cerámicos:** Debido a que los sensores cerámicos PI[®]Ceramic (modelos PRYY+0842 y PRYY+0220) usados en el desarrollo de este sistema no vienen instrumentados de fábrica, fue necesario diseñar una forma de conectarlos con el equipo. Después de varias pruebas y ensayos con diferentes cables y conectores, se obtuvieron los mejores resultados con el tipo de cable de audio apantallado C-202 con pantalla en espiral 2x0,08 mm de *Tasker* y conectores hembra de crimpado con tres pines de la marca *Molex*.

Las Figuras 4.32a, 4.32b, 4.32c y 4.32d muestran algunos de los materiales que se requirieron para la instrumentación de los sensores (soldadura, cable termorretractil, pinzas, pelacables, crema de soldadura, soldador, sensores PZT, conectores “housing” marca *Molex*, herramienta de crimpado, pines de crimpado) y las Figuras 4.32e y 4.32f muestran un sensor *PZT* ya instrumentado.

Finalmente en las Figura 4.33 se muestra el proceso de pegado de los sensores sobre el segmento-I del disipador WPD.

La instrumentación de los sensores piezofilm es mucho mas cómoda debido a que estos sensores ya traen una lámina delgada de adhesivo incorporada al área activa del sensor. Su pegado consiste en retirar la capa protectora del adhesivo y adherirlo sobre la superficie haciendo una leve presión.

A diferencia de los sensores cerámicos que requieren hacer presión durante aproximadamente 10 minutos mientras se seca el pegamento, el pegado de los sensores piezofilm es inmediato. La Figura 4.34 muestra la forma de fijar un sensor piezofilm.



Figura 4.32: Instrumentación de un sensor PZT



Figura 4.33: Instrumentación de las secciones-I del disipador WPD

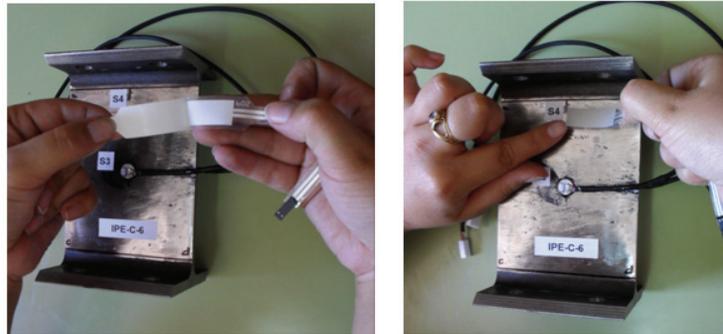


Figura 4.34: Instrumentación de las secciones-I del dissipador WPD con sensores piezofilm

2. **Interfaz de adaptación entre sensores y cable S/FTP** Dado que la distancia desde donde se encuentran los dissipadores de energía WPD instrumentados con sensores PZT hasta el centro de operaciones donde se encuentra el equipo de adquisición de señales es considerable (aproximadamente 10 m) y que las prestaciones del cable C-202 a esa longitud no son buenas, se realizaron varios ensayos para determinar el tipo de cable adecuado para transmitir las señales de los sensores hasta el sistema de adquisición. Se determinó el uso de cable S/FTP Cat- 7 para transmitir las señales. El S/FTP, *Screened Shielded Twisted Pair*, es una combinación entre el cable FTP, *Foild Twisted Pair*, y el STP, *Shielded Twisted Pair*. El F/STP es un cable con cuatro pares de hilos de cobre trenzados y apantallados, con una malla metálica de protección en su conjunto para un mejor blindaje. Este tipo de cable ofrece la mejor protección ante las interferencias EMI y entre interferencias entre pares vecinos. Adicionalmente sus conectores de plata RJ-45 están conectados con el blindaje del cable, lo cual hace posible su conexión con un sistema de puesta a tierra para suprimir cualquier interferencia parásita. El cable S/FTP Cat-7 opera en un ancho de banda de hasta 600 MHz, no atenúa la señal hasta distancias mayores de 100 m y sus terminales RJ-45 crimpados de fábrica facilitan su conexión con el sistema.

Teniendo en cuenta que el cable S/FTP consta de cuatro pares de hilos apantallados, es posible transmitir por el mismo cable la señal de vibraciones de cuatro sensores a la vez y realizar la grabación simultánea de sus señales. Para poder realizar esta conexión se elaboró una interfaz de adaptación entre los conectores de pines hembra de los sensores piezoeléctricos y el conector RJ-45 donde se conecta el cable F/STP. Adicionalmente la interfaz cuenta con dos conectores tipo banana para su puesta a tierra. Los detalles del diseño y fabricación de esta interfaz se encuentran en [46]. La Figura 4.35 muestra el circuito interno y la apariencia final de esta interfaz de conexión.

3. **Interfaz de adaptación entre cable STP y cable coaxial** Los canales de entrada del equipo de adquisición de señales (*PULSE 3560-Bo* ó *CoCo-80*) están provistos

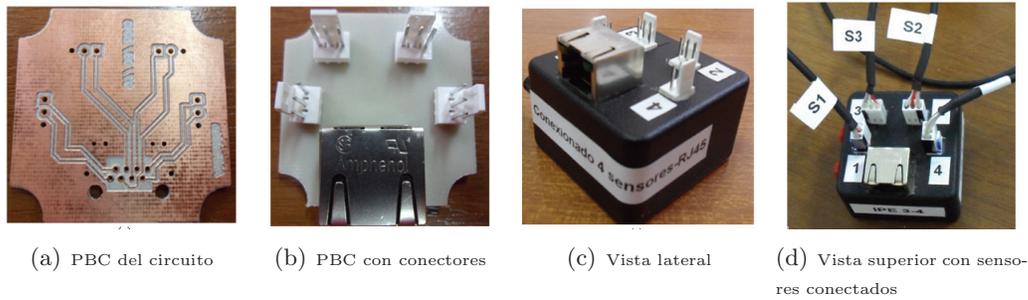


Figura 4.35: *Interfaz de adaptación entre las terminales de cuatro sensores y el conector RJ-45 para la conexión con el cable S/FTP*

de conectores BNC hembra para la conexión de señales mediante cable coaxial RG58 C/U de *HUBER+SUHMER*. Para hacer posible la conexión entre el cable S/FTP, por donde se transmiten las señales de cuatro sensores piezoeléctricos, con el sistema de adquisición de datos, fue necesario desarrollar una interfaz de adaptación que distribuyera esas cuatro señales del cable S/FTP a cuatro de los canales de entrada del equipo de adquisición. Las Figuras 3a y 3c muestran el circuito desarrollado, el cual consta de un conector RJ-45 a la entrada y cuatro conectores BNC hembra a la salida. La caja de conexiones final con 8 canales BNC, mostrada en las Figuras 3b y 3d, consta de dos circuitos independientes. Cada circuito distribuye las 4 señales que transmite cada cable S/FTP, y dos conectores tipo banana para su puesta a tierra. Los detalles del diseño y fabricación de esta interfaz se encuentran explicados en [46].

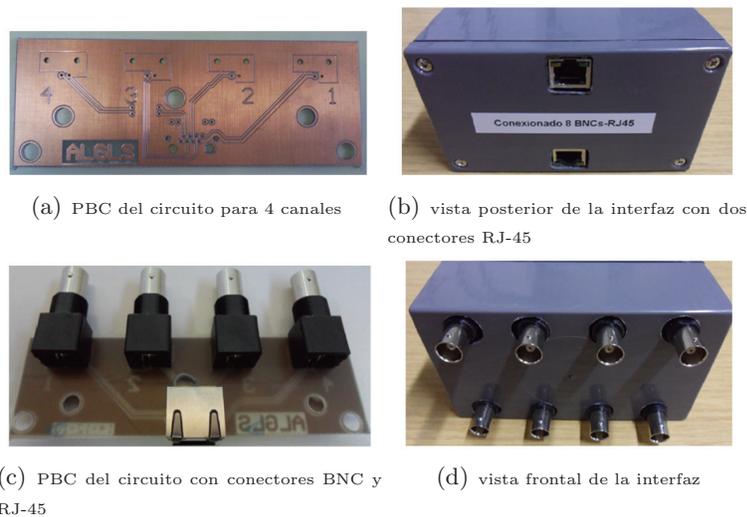


Figura 4.36: *Interfaz de adaptación entre cable S/FTP y cable coaxial*

Sistema de amplificación diferencial

La amplificación es el tipo más común de acondicionamiento. Con ella se busca aumentar el nivel de tensión en una señal para que la conversión analógico digital sea más eficiente. Además, la amplificación diferencial busca obtener una señal en diferencial. Una señal diferencial es aquella que viaja por dos conductores, en lugar de hacerlo por uno sólo, de forma que las tensiones y corrientes en los conductores sean simétricas. El valor útil de señal se obtiene restando las señales de ambos conductores, de lo cual se encarga el amplificador diferencial. En otras palabras, la salida del amplificador diferencial es la diferencia entre sus dos entradas (V_{i+} y V_{i-}) pero amplificada.

Cuando un sistema está afectado por una interferencia, ésta se suma por igual a las señales de ambos conductores, de forma que cuando se calcula su resta ($V(+)$ - $V(-)$), la interferencia se cancela. Además, cuando una señal se transmite por una línea en diferencial, tiene menor radiación ya que la suma de los dos conductores es cero ($V(+)$ + $V(-) \approx 0$), por lo que las señales diferenciales son robustas frente a las interferencias. Además de la amplificación y la inmunidad frente al ruido que dota de calidad a la señal transmitida por los sensores, el amplificador diferencial también permite un acople de impedancias.

El amplificador diferencial diseñado para el sistema de medida de vibraciones busca optimizar el uso de los canales del equipo de adquisición de señales. En las pruebas de vibraciones, cada señal entra por dos de los canales del sistema, $V(+)$ por un canal y $V(-)$ por otro canal, y la diferencia se realiza vía software dentro del sistema de adquisición, de forma que se requiere el uso de dos canales por cada señal de vibraciones. Con el amplificador diferencial, las señales de los electrodos positivo y negativo de cada piezoeléctrico, transmitidas por el cable S/FTP, son restadas y amplificadas vía hardware antes de ingresar al equipo de adquisición, de forma que se requiere el uso de la mitad de canales para su grabación, permitiendo la conexión del doble de sensores.

La interfaz del módulo de amplificación diferencial está diseñada de forma que las señales de vibraciones provenientes del cable S/FTP ingresen por medio de un conector RJ-45 y salgan ya restadas y amplificadas por medio de conectores BNC hacia los cables coaxiales que luego se conectan al sistema de adquisición. Para realizar la función de la resta de señales se requiere el uso de un amplificador de instrumentación, mientras que para la amplificación de la señal se usa un amplificador operacional.

El circuito esquemático implementado se muestra en la Figura 4.37 y está basado en el diseño suministrado por [69] para el acondicionamiento de sensores tipo GRM para monitorización de la velocidad de automóviles.

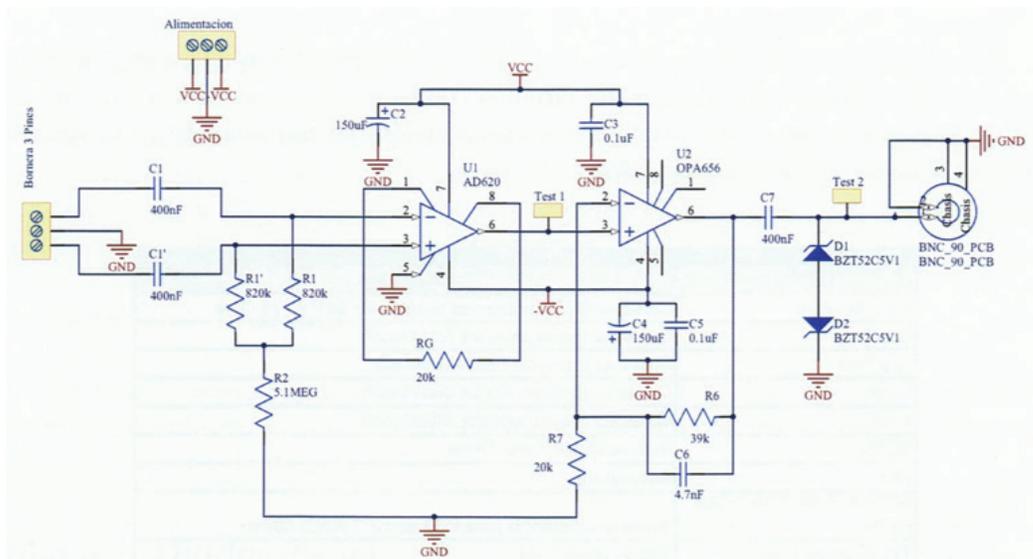


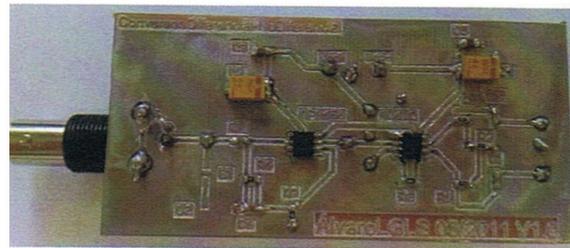
Figura 4.37: Circuito esquemático del módulo de amplificación diferencial implementado [46]

En términos generales la señal ingresada es filtrada por los filtros paso alta ($C1$ de 400 nF) que eliminan la componente de DC de la señal. Un amplificador de instrumentación ($AD623$) realiza la resta de las señales. El amplificador no inversor ($OPA656$) permite amplificar la señal, cuyo factor de amplificación depende de la resistencia $R6$. Finalmente, el condensador $C7$ permite cancelar cualquier offset en la señal y los diodos zener $D1$ y $D2$ limitan el voltaje de salida a 5 V_p que es el voltaje máximo que aceptan las entradas del sistema de adquisición. El diseño electrónico y fabricación de este módulo ha permitido el desarrollo de un proyecto de fin de carrera en Telecomunicaciones, en cuya Memoria se pueden encontrar los detalles de su implementación [46]. La Figura 4.38 muestra el circuito del amplificador diferencial implementado para una sola de las señales.

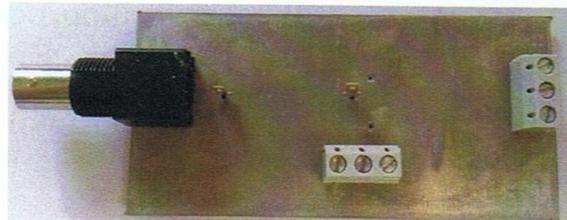
Sistema de apantallamiento y puesta a tierra

El objetivo de implementar un sistema de apantallamiento y puesta a tierra para el sistema de vibraciones es el de aislar las señales de cualquier ruido o interferencia que se pudiera presentar durante el recorrido de la señal desde el sensor piezoeléctrico hasta el sistema de adquisición.

Se vio la necesidad de implementar este sistema debido a que en los primeros ensayos de vibraciones realizados la calidad de la señal era muy baja. Principalmente la señal se veía gravemente afectada por el ruido de la red eléctrica, con una frecuencia principal en 50 Hz y sus armónicos siguientes, que corrompía la señal y enmascaraba la información hasta frecuencias mayores de 2 kHz . También se determinó que existían otras componentes de ruido en la señal, que provenían de otras fuentes como los componentes electrónicos (amplificadores), interferencias de señales externas, e interferencias electromagnéticas de algunas máquinas y aparatos eléctricos que también operan en el laboratorio.



(a) vista inferior



(b) vista superior

Figura 4.38: *Circuito de amplificación diferencial*

Se sabe a priori que es imposible eliminar totalmente el ruido, ya que los componentes electrónicos no son perfectos. Sin embargo, se vio la necesidad de dotar al sistema de mayor robustez o inmunidad frente al ruido a fin de limitar la magnitud del ruido de manera que la calidad de la señal resultara aceptable, para lo cual se tomaron dos medidas: i) uso de blindaje y apantallamiento en todos los cables e interfaces de conexión de la señal, ii) instalación de un sistema de tierras independiente al de la red eléctrica del edificio.

1. Blindaje y apantallamiento de cables e interfaces de conexión de la señal

El objetivo del blindaje es proteger las señales tanto de las fuentes externas de ruido, como del ruido generado por señales eléctricas dentro del mismo cable. Adicionalmente, el blindaje contribuye a reducir la pérdida de la señal, evitando que la señal transmitida se “escape” del cable. Todos los tipos de cables utilizados en el sistema de medida, cable de audio *C-202*, cable de red S/FTP y cable coaxial RG58 C/U, están provistos de un blindaje conductor externo como se muestra en la Figura 4.39. El cable coaxial se compone de un conductor de cobre sólido recubierto con material aislante, y luego con un blindaje conductor trenzado. El cable S/FTP, que tiene el recorrido más largo, usa blindajes metálicos internos que protegen a cada par de cables de interferencias generadas por los otros pares vecinos como las diafonías⁶ y/o los acoplamientos de señal⁷.

⁶La diafonía es la transmisión de señales de un hilo a otro circundante. Cuando cambia el voltaje en un hilo, se genera energía electromagnética. El hilo transmisor irradia esta energía como una señal de radio de un transmisor. Los hilos adyacentes del cable funcionan como antenas que reciben la energía transmitida, lo que interfiere con las señales transmitidas en esos hilos.

⁷Cuando la diafonía es provocada por una señal de otro cable, se conoce como acoplamiento.

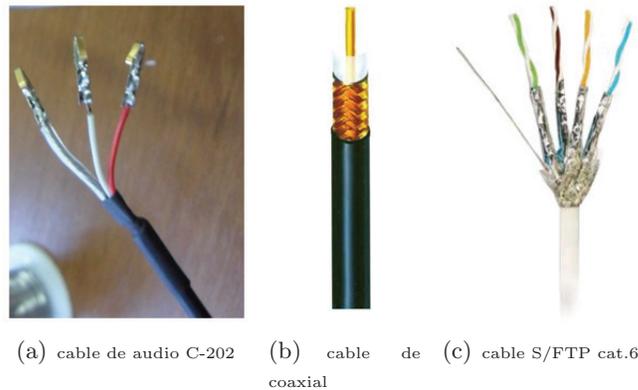


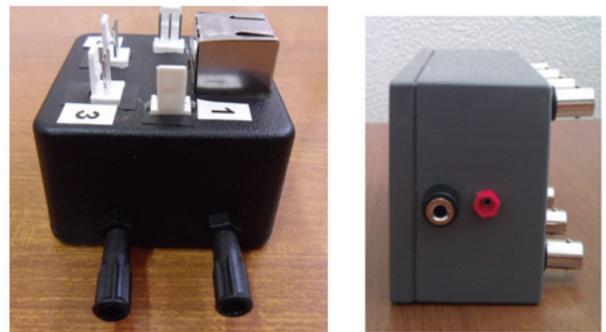
Figura 4.39: *Apantallamiento de cables*

Todos los blindajes de los cables se conectaron eléctricamente a un mismo sistema de tierras de muy baja impedancia, de forma que cualquier señal parásita fuera desviada hacia una toma de tierra independiente. Adicionalmente, cada una de las interfaces de conexión desarrolladas (interfaz de adaptación entre sensores y cable S/FTP, interfaz de adaptación entre cable STP y cable coaxial) fueron conectadas mediante un cable conductor de baja impedancia a su caja metálica protectora, con el objeto de ejercer un efecto tipo jaula de Faraday⁸, y a su vez también se conectaron eléctricamente al sistema de tierras. Las Figuras 4.40a y 4.40b muestran el detalle de los conectores habilitados en cada interfaz para el sistema de tierras y la Figura 4.40c muestra las conexiones a tierra de los equipos de amplificación y sistema de adquisición y generación de señales.

2. **Sistema de tierras** El ruido eléctrico que interfiere con las señales se debe a que los niveles de voltaje que se miden respecto de un nivel de referencia de 0 V, también llamado tierra de señal, no son exactamente iguales tanto en la etapa de transmisión como en la recepción, por lo que no hay una correcta conexión a tierra. Además, si hay una diferencia de potencial entre ambas masas, aparece un “bucle de masa”, que puede devolver resultados erróneos.

Para poner a una misma referencia de tierra a todos los equipos e interfaces, se diseñó un concentrador de tierras en topología de estrella, en donde se conecta el cable de tierra de cada uno de los equipos o interfaces a través de un conector banana, como se muestra en la Figura 4.41. El cable utilizado para llevar cada equipo electrónico o interfaz al concentrador de tierras, es un cable de núcleo de cobre estañado de

⁸El efecto jaula de Faraday provoca que el campo electromagnético en el interior de un sistema sea nulo, anulando el efecto de los campos externos.



(a) Interfaz sensores - cable S/FTP (b) Interfaz cable S/FTP - cable coaxial



(c) Amplificador EPA104 y el sistema PULSE

Figura 4.40: *Blindaje y puesta a tierra de interfaces de conexión y equipos electrónicos*

2,65 mm de diámetro, con revestimiento en PVC verde/amarillo. Este concentrador de tierras está conectado a una pica de tierra independiente a la red eléctrica del edificio.

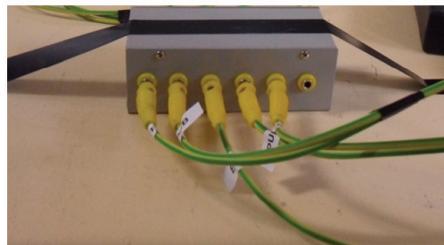


Figura 4.41: *Concentrador de tierras*

La necesidad de instalar una toma de tierra independiente de la red eléctrica del edificio se observó durante los primeros ensayos de vibraciones realizados, por la pésima calidad de las señales obtenidas. La razón es que la tierra de este edificio fue diseñada para prevenir descargas eléctricas por un fallo del aislamiento de los conductores activos de las maquinarias de elevada potencia que se encuentran en funcionamiento en otros laboratorios que alberga el mismo edificio, por lo que resulta bastante ruidosa.

Este hecho, sumado a que la impedancia del sistema de medida de vibraciones es baja, hace que cualquier interferencia originada en alguno de los equipos de potencia que están conectados a la red eléctrica del edificio influya negativamente en el sistema de medida de vibraciones. El sistema de tierras independiente garantiza que las lecturas de los sensores no se vean afectadas tanto por las interferencias de otros equipos como por las interferencias que se generan en el propio sistema de medida. La Figura 4.42 muestra una conexión de puesta a tierra.



Figura 4.42: *Puesta a tierra*

La varilla conductora utilizada como pica a tierra fue una varilla sólida, conductora, de cobre electrolítico desnudo, de diámetro de 16 mm y longitud de 2,40 m, de 99,66 % de conductividad. Todos los tornillos, tuercas y arandelas utilizadas en la conexión de los elementos a la red de tierra, son en acero inoxidable.

4.3. Sistema de adquisición y generación de señales

Este sistema lo componen las herramientas electrónicas encargadas de proporcionar la señal de control para el actuador piezoeléctrico (conversión digital-analógica) y de recibir las señales de vibraciones producidas por el sensor piezoeléctrico para almacenarlas de forma digital (conversión analógica-digital). Para lograr las conversiones analógico-digital, ADC, y digital-analógica, DAC, el sistema de adquisición debe realizar funciones de cuantificación y codificación [56]. Durante este proceso se pierde información tanto en la frecuencia como en la magnitud de la señal por lo cual es importante seleccionar una frecuencia de muestreo adecuada y que el error debido a la cuantificación sea lo menor posible. Estas variables dependen de la precisión y complejidad electrónica del sistema de adquisición y generación de señales.

Para el desarrollo del sistema de medida electrónico de vibraciones se dispuso de dos equipos de adquisición y generación de señales: el equipo *PULSE 3560-B* de la marca Brüel & Kjær y el equipo portable *CoCo80* de *Crystal Instruments*. Estos dos equipos están especialmente diseñados para soportar las cargas capacitivas de los transductores piezoeléctricos.

4.3.1. Sistema PULSE 3560-B de Brüel & Kjær

El sistema de adquisición y generación de señales *PULSE 3560-B* es una plataforma de Brüel & Kjær creada específicamente para el análisis de ruido y vibraciones. La serie *PULSE 3560-B* está compuesta por una unidad con 5 canales analógicos de entrada y uno de salida, todos con un rango de voltaje máximo de $\pm 5 V_p$ y una frecuencia de muestreo máxima de 65536 Hz [16]. Los conectores a este sistema son del tipo BNC como se muestra en la Figura 4.43.



Figura 4.43: Equipo *PULSE 3560-B* de *Brüel & Kjær*

El equipo *PULSE* está provisto de un software que permite su configuración y conexión con la estación de trabajo (*PULSE Front-end Browser* y *PULSE Front-end Setup*), la visualización de las señales tanto en tiempo como en frecuencia y la programación de funciones básicas entre canales (adición, resta, suma, etc., de canales) (*PULSE LabShop*) y la exportación de los datos de formato *.dat* a formatos estándares para el manejo de datos como *.txt*, *.mat*, *.xls*, etc.

Para realizar la comunicación entre diferentes módulos con la estación de trabajo, el sistema está provisto de un conector RJ-45 para una comunicación LAN de transferencia de datos de acuerdo al protocolo estándar TCP/IP, un *Multiframe Control* a través de un conector BNC para la sincronización entre los diferentes módulos y una interfaz RS-232 para la comunicación serial que permite la configuración de las direcciones IP de la LAN en cada uno de los módulos [46]. Los enlaces entre la estaciones de trabajo y el *switch*, así como los enlaces entre el *switch* y cada módulo *PULSE* son *Ethernet 10 Base-T* (a 10Mbps). En la Figura 4.44 se muestra un diagrama de una configuración de PULSE con la estación de trabajo PC a través de un *Switch Ethernet*.

La tecnología *PULSE* permite obtener señales libres de ruido con muy baja distorsión en un rango dinámico de 120 a 130 dB en banda ancha y de 160 dB en banda estrecha.

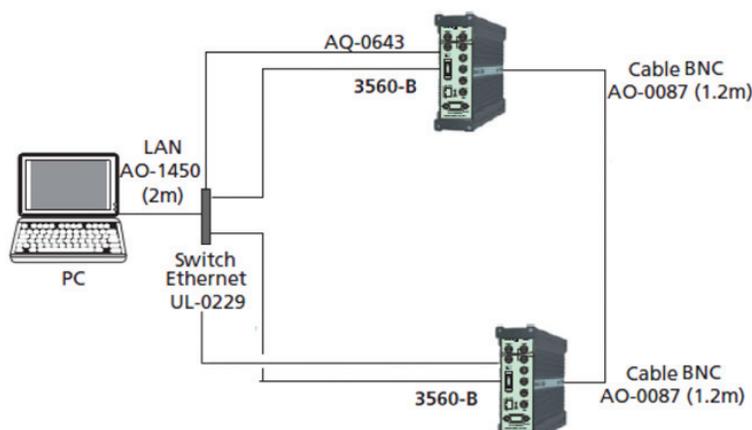


Figura 4.44: Red LAN para un sistema multicanal con varios módulos PULSE [15]

4.3.2. Sistema CoCo 80 de Cristal Instruments

El sistema de generación y adquisición de datos *CoCo-80* (Figura 4.45) desarrollado por *CI* en 2007, es el primer sistema portátil de grabación y análisis de datos en tiempo real que no requiere la asistencia de una estación de trabajo o PC.



Figura 4.45: Sistema CoCo-80 de Crystal Instruments [23]

El *CoCo-80* es ideal para aplicaciones que requieren la grabación fácil, rápida y precisa de datos y procesamiento de señales y control de las vibraciones en tiempo real. Su gran capacidad de almacenamiento de datos le permiten hacer registros de procesos durante horas y sus interfaces de conexión por USB y RJ45 le permiten comunicarse con varios módulos mediante una red LAN o con una unidad de proceso externa como se muestra en la Figura 4.46. La Tabla 4.9 recoge las principales características técnicas de este sistema.



Figura 4.46: Red LAN entre módulos CoCo-80 [23]

Canales de entrada	8 (configurables para grabación simultanea)
Canales de salida	1 (señales seno, triangular, random, etc.)
Voltajes máximos	10 V_p para canales de entrada y de salida
Máxima frecuencia de muestreo	102,4 kHz
Rango dinámico	130 dB
Peso	1,7 Kg
Duración de batería	8 horas
Puertos de comunicación	Ethernet, USV, SD Card
Display	LCD a color de 5,7 pulgadas
Memoria interna	4 GB

Tabla 4.9: Principales características técnicas del sistema CoCo80 [24]

El *CoCo-80* está dotado de un sistema operativo gráfico amigable al usuario que permite grabar y visualizar las señales en función del tiempo o de la frecuencia según se desee. Las señales de excitación que se pueden seleccionar son seno, triangular, ruido blanco, o señales elaboradas por el usuario. Tanto los voltajes de salida generados como los voltajes de entrada permitidos tienen una magnitud máxima de $10 V_p$ a una frecuencia de muestreo máxima de 45 kHz.

Para finalizar, los equipos electrónicos de adquisición y generación de señales, amplificadores, interfaces desarrolladas, cableado y conexiones y puestas a tierra del equipo de medida electrónico de vibraciones desarrollado, se muestran en un diagrama completo en las Figuras 4.47 y 4.48.

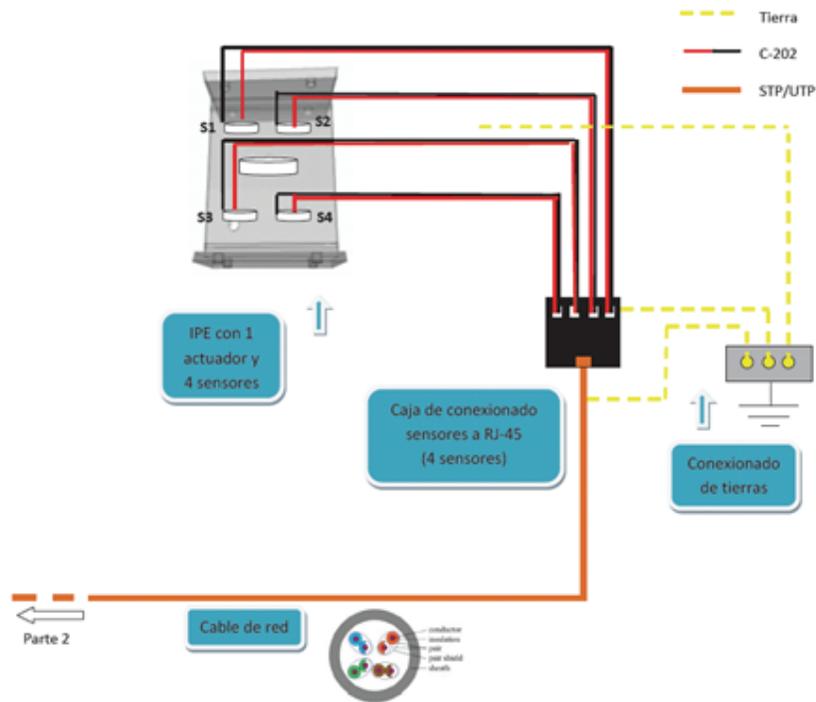


Figura 4.47: Diagrama del sistema de medida de vibraciones (Parte 1)

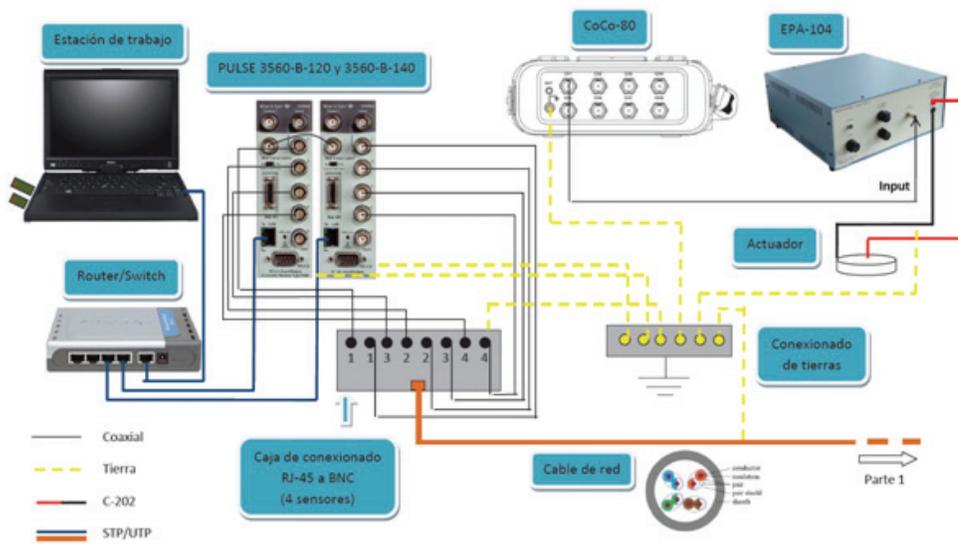


Figura 4.48: Diagrama del sistema de medida de vibraciones (Parte 2)

Capítulo 5

Caracterización de un segmento de perfil de sección-I sin daño

Los segmentos de perfiles metálicos de sección-I de acero estructural convencional constituyen el elemento donde se disipa propiamente la energía en los disipadores de tipo WPD. La fuente de disipación de energía en estos elementos se produce por la deformación plástica del acero. El disipador WPD se construye montando varios segmentos de perfil de secciones-I sobre dos barras auxiliares de acero, las cuales se proyectan para que se mantengan elásticas mientras los segmentos de acero deforman plásticamente a flexión. Los segmentos de acero trabajan mecánicamente en paralelo, es decir, están sometidos a idénticos desplazamientos relativos entre las alas del perfil. La Sección 2.3 de esta Memoria explica en detalle el ensamblado, funcionamiento y propiedades del disipador WPD en su conjunto. En los ensayos llevados a cabo en esta investigación se han empleado perfiles de la serie IPE-140 y acero del tipo S 275 como se explica con detalle más adelante.

En este Capítulo se presentan las características físico-mecánicas de los segmentos de acero de sección-I, así como la descripción de su comportamiento dinámico mediante modelos teóricos (analíticos y numéricos) y ensayos de vibraciones con diferentes tipos de excitación. El objetivo principal es caracterizar los segmentos de perfil de acero de sección en I desde el punto de vista dinámico. Se trata de determinar sus modos y frecuencias propias de vibración en unas condiciones de contorno similares a las que va a tener una vez ensamblados en el disipador WPD (biempotramiento de las alas del perfil), y en su estado sano, es decir antes de ser sometido a cualquier tipo de carga o daño.

5.1. Características químicas, mecánicas y físicas

Las secciones-I están hechas de acero dulce convencional tipo S 275 [54]. Según el valor de la energía absorbida, este tipo de acero puede ser de grado *JR*, aplicado en construcciones ordinarias, o de grado *JO*, aplicado en construcciones de altas exigencias de soldabilidad. El acero S 275 *JR* del que están hechas las secciones-I tiene una composición química caracterizada por unos porcentaje inferiores al 0,20 % de carbono y al 1,20 % de

manganeso, los cuales determinan sus características de tenacidad, ductilidad, maleabilidad y dureza [55]. Adicionalmente, es un material que se puede soldar con facilidad. Su mayor desventaja es la corrosión ya que el hierro, que es su componente fundamental, se oxida con facilidad, por lo que generalmente se protegen con diversos tratamientos superficiales [36].

Los segmentos de perfil de sección-I hacen uso de la capacidad de deformación plástica del acero para disipar energía. Esta capacidad de deformación plástica depende del límite elástico y de fluencia, de la tensión última y del alargamiento unitario último del material. El límite elástico y de fluencia determinan la tensión máxima que puede soportar el material sin sufrir deformaciones plásticas permanentes (véase la curva de esfuerzo/deformación mostrada en la Figura 5.1).

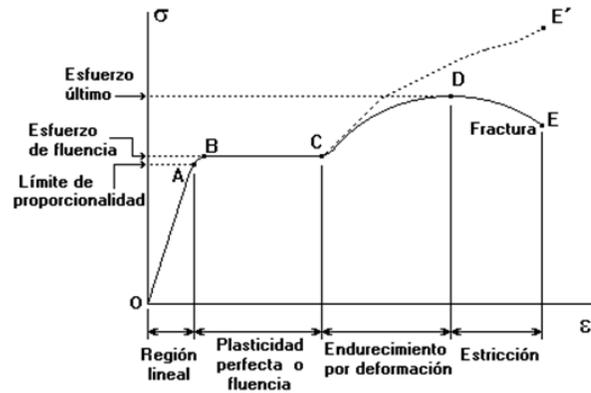


Figura 5.1: Curva de esfuerzo/deformación típica del acero [49]

La región lineal ($O-A$) es la zona de deformación elástica del material. La pendiente de esta zona representa el módulo elástico [49]. Una vez el material ha rebasado el punto A de la Figura 5.1, y tras una pequeña zona de fluencia, comienza en el punto B el régimen plástico del material. Si se continúan aplicando deformaciones impuestas, el material experimenta deformaciones permanentes y no recupera su forma original al retirar la carga. Si las tensiones continúan aumentando, el material agota su esfuerzo último de deformación ($C-D$) y alcanza su punto de fractura en E [49].

Sobre esta propiedad de deformación plástica del acero está basada la tecnología de los disipadores de energía tipo WPD. Los segmentos de perfiles de sección-I del disipador se consideran sanas si permanecen dentro de la zona elástica (región $O-A$ de la Figura 5.1). En otras palabras, la sección-I se considera sana mientras no supere su límite elástico, es decir, mientras no plastifique. Debido a la dificultad para localizar exactamente el límite elástico (existe una banda donde podría situarse) en ingeniería se adopta un criterio convencional y se considera como límite elástico la tensión a la cual el material tiene una

deformación plástica remanente del 0,2 % [36].

Para el acero S 275, del que están hechos los perfiles de sección-I, el límite elástico mínimo que debe garantizar el fabricante es de 255 N/mm^2 y el valor mínimo para la tensión de rotura es de 410 N/mm^2 , según los datos suministrados por la norma *UNE-EN 10025* [54].

Las siguientes, son características comunes a todos los aceros dadas por el *Código Técnico de la Edificación, CTE- DB SE-A* [50]:

- Módulo de Elasticidad o *módulo de Young*: 210000 N/mm^2 .
- Módulo de Rigidez: 81000 N/mm^2 .
- *Coefficiente de Poisson*: 0,3.
- Coeficiente de dilatación térmica: $1,2 \times 10^{-5} (^\circ\text{C})^{-1}$.
- Densidad: 7850 kg/m^3 .

Teniendo en cuenta que el disipador WPD está pensado para ser una tecnología sencilla y coste no elevado, los segmentos de perfil de secciones-I que lo conforman, son elementos cortados desde barras comunes de acero de la serie IPE, HBE o similar. Esto simplifica el proceso de fabricación y reduce los costes, pero tiene el inconveniente de las desviaciones dimensionales que suelen tener estos perfiles respecto a sus valores nominales. Los perfiles empleados en esta investigación son de la serie IPE.

Los perfiles IPE de los que se extraen los segmentos de perfiles de secciones-I son elaborados mediante el proceso de laminación en caliente¹ de lingotes de acero. Durante este proceso se hace pasar el lingote de acero caliente entre una serie de rodillos metálicos colocados en pares que lo aplastan hasta darle la forma y tamaño deseados. La distancia entre los rodillos va disminuyendo a medida que se reduce el espesor del acero [50]. En esta cadena de producción es común que existan pequeñas desviaciones que hacen que las dimensiones entre perfiles no sean tan exactas y con tolerancias no despreciables ($\pm 10 \%$).

Adicionalmente, cada una de las dos alas del perfil requiere ser taladrada (en los segmentos empleados en esta investigación con 4 agujeros de 11 mm de diámetro) para su fijación con tornillos a las barras auxiliares sobre las que se montan. También, cada ala es biselada para su ensamblaje por machihembrado lo cual facilita el montaje y reduce el número de tornillos de fijación.

¹El proceso de laminación del acero consiste en calentar los lingotes a una temperatura que permita su deformación por estiramiento y desbaste, produciendo una cadena de cilindros a presión llamado tren de laminación. Estos cilindros van conformando el perfil hasta conseguir las medidas adecuadas.

La Figura 5.2 muestra en detalle las dimensiones nominales de un segmento de perfil de acero de sección-I, donde debe tenerse en cuenta que las dimensiones y geometría nominales de las secciones tienen una pequeña desviación que se debe considerar a la hora de realizar su caracterización, ya que los resultados experimentales entre un elemento y otro pueden diferir levemente. Una vez que las secciones-I son cortadas, taladradas y biseladas, se atornillan directamente a las barras auxiliares formando el dissipador WPD.

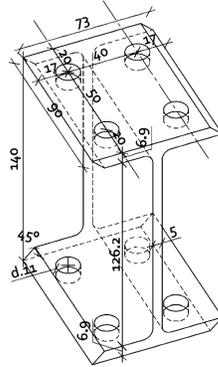


Figura 5.2: Dimensiones nominales de una sección-I (todas las medidas están en mm) [29]

5.2. Caracterización analítica, computacional y experimental de un segmento de perfil de acero de sección-I

El análisis de vibraciones de un sistema se puede realizar planteando las ecuaciones de equilibrio dinámico aplicando el principio de *D'Alembert* (1743). Este análisis se puede aplicar desde sistemas de 1 a n grados de libertad con o sin amortiguamiento, excitados con diferentes tipos de señales (impulsivas, armónicas, sísmicas, etc.). La respuesta dinámica en el dominio del tiempo y en régimen elástico de un sistema se puede obtener resolviendo las ecuaciones diferenciales que se obtienen aplicando el principio de *D'Alembert* con la integral propuesta por Jean Marie Duhamel (1841) [21].

Las frecuencias propias de un sistema son aquellas en las que éste vibra cuando después de haber sido excitado mediante algún tipo de carga, se elimina la carga aplicada y se deja vibración libre. Estas frecuencias son únicas, no dependen de las características de la carga con que se ha excitado inicialmente y caracterizan cada sistema. Cada frecuencia propia lleva asociado un modo o forma de vibración. Las frecuencias propias y los modos de vibración asociados constituyen propiedades dinámicas básicas de un sistema. En los sistemas continuos hay un número infinito de frecuencias de vibración, aunque los primeros modos son los que movilizan la mayor cantidad de masa [29].

Para caracterizar los perfiles de sección-I, esto es, conocer sus frecuencias de vibración y las formas modales, se aplicaron métodos analíticos, computacionales y experimentales. En esta Sección se muestran, comparan y analizan las similitudes y diferencias encontradas entre los modelos teóricos y computacionales (solución analítica y solución con el método de los elementos finitos) y los resultados experimentales (ensayos de vibraciones con diferentes tipos de excitación), en cuanto a la determinación de las propiedades dinámicas básicas de los segmentos de perfil de secciones-I del dissipador WPD. La proximidad en los valores de estas propiedades dinámicas determinados analítica, computacional y experimentalmente permitió la ubicación de los sensores piezoeléctricos sobre el alma del segmento de perfil de sección-I. Los modelos numéricos de los segmentos IPE fueron tomados de [29].

5.2.1. Método analítico. Modelización de la placa como elemento lineal

Para aplicar el método analítico se recurrió a la teoría de las vibraciones en placas, siendo necesario realizar algunas suposiciones simplificadoras del problema. En el desarrollo de la teoría de las vibraciones en placas no existe una solución exacta para un sistema general [62], por lo que el análisis analítico la sección-I en su conjunto es inviable.

Para la determinación de las frecuencias naturales, en el método analítico se trató el alma del segmento de perfil IPE como una viga (elemento lineal) homogénea e isótropa [62] bajo distintas condiciones de contorno. Los fundamentos sobre la teoría de las vibraciones en placas pueden encontrarse en [82], [81] y [64]. Para aplicar el método analítico, se consideró que los lados del alma del segmento de perfil IPE que conectaban con las alas estaban en condiciones de contorno de biempotramiento perfecto. De esta forma, el análisis del segmento de perfil IPE se puede reducir al del alma idealizada como una viga de acero homogénea e isótropa empotrada en sus dos lados, como se muestra en la Figura 5.3.

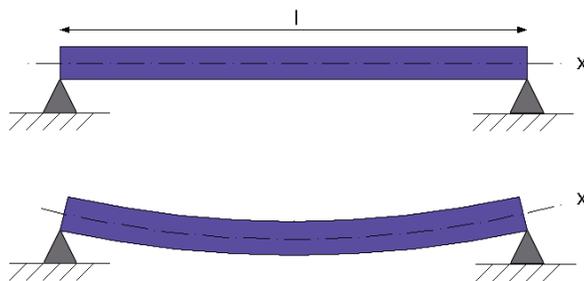


Figura 5.3: Modelo de la placa como elemento lineal tipo viga biempotrada

Considerando sólo la deformación por flexión que produce desplazamientos y de sus puntos perpendiculares al plano de la misma, sin considerar torsiones, la Ecuación Diferencial que gobierna el equilibrio dinámico es la siguiente [29]:

$$\frac{\partial^2 M(x,t)}{\partial x^2} + m \cdot \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} = 0, \quad (5.1)$$

donde $M(x,t)$ representa el momento flector, m la masa y x la coordenada espacial que identifica cada punto de la viga y t la variable temporal. $y(x,t)$ representa la función del desplazamiento del punto en la dirección perpendicular al plano.

Suponiendo que las cargas exteriores son nulas, la Ecuación 5.1 se puede escribir como:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial x^2} \right) + m \cdot \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} = 0, \quad (5.2)$$

donde E es el *módulo de Young* e I es el momento de inercia. La Ecuación 5.2 es llamada *Ecuación Diferencial de Equilibrio Dinámico* de un elemento diferencial de masa m , en la que predominan las deformaciones a flexión suponiendo el grado de libertad perpendicular al plano [29]. El término $y(x,t)$ de la Ecuación 5.2 indica el desplazamiento transversal en cada punto x y para cada instante de tiempo t , es decir, representa la deformación de la viga. Este término se puede expresar con dos funciones separadas en el dominio de la posición x y del tiempo t :

$$y(x,t) = f(x) \cdot g(t) \quad (5.3)$$

Si se reemplaza la Ecuación 5.3 en la Ecuación 5.2, se tiene:

$$g(t) \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) + f(x) \cdot m \cdot \frac{\partial^2 g(t)}{\partial t^2} = 0 \quad (5.4)$$

$$g(t) \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) = -f(x) \cdot m \cdot \frac{\partial^2 g(t)}{\partial t^2} \quad (5.5)$$

$$\frac{1}{m} \cdot \frac{1}{f(x)} \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) = \frac{-1}{g(t)} \cdot \frac{\partial^2 g(t)}{\partial t^2}. \quad (5.6)$$

El término de la izquierda de la igualdad es función de x y representa la forma de vibrar de la viga en un instante t . Igualando este término a ω^2 , se tiene que:

$$\frac{1}{m} \cdot \frac{1}{f(x)} \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) = \omega^2 \quad (5.7)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) = \omega^2 \cdot m \cdot f(x) \quad (5.8)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} \right) - \omega^2 \cdot m \cdot f(x) = 0 \quad (5.9)$$

$$EI \cdot \frac{\partial^4 f(x)}{\partial x^4} - \omega^2 \cdot m \cdot f(x) = 0 \quad (5.10)$$

$$\frac{\partial^4 f(x)}{\partial x^4} - \frac{\omega^2 \cdot m}{EI} \cdot f(x) = 0. \quad (5.11)$$

Haciendo

$$\beta = \sqrt[4]{\frac{\omega^2 \cdot m}{EI}}, \quad (5.12)$$

se tiene que:

$$\frac{\partial^4 f(x)}{\partial x^4} - \beta^4 \cdot f(x) = 0. \quad (5.13)$$

La Ecuación 5.13 es una Ecuación Diferencial de orden 4 cuya solución ha sido desarrollada paso a paso en [29] y es del tipo:

$$f(x) = C_1 \cdot \sinh(\beta x) + C_2 \cdot \cosh(\beta x) + C_3 \cdot \sin(\beta x) + C_4 \cdot \cos(\beta x). \quad (5.14)$$

Para conocer las frecuencias propias del sistema es necesario incluir en la Ecuación 5.12 las condiciones de contorno y despejar β . Siguiendo el tratamiento matemático desarrollado en [29] y mediante métodos numéricos sencillos, se obtienen como solución los primeros cinco valores para $\beta L = 4, 73, 7, 85, 11, 14, 14, 17, 29$, donde L es la longitud de la viga. Multiplicando por L ambos lados de la Ecuación 5.10 y despejando la frecuencia angular, ω , se tiene que:

$$\omega = \frac{(\beta L)^2}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{m}}. \quad (5.15)$$

Las primeras frecuencias propias de vibración se pueden obtener haciendo $f = \frac{\omega}{2\pi}$ y reemplazando simplemente los valores de las constantes geométricas y mecánicas de la Tabla 5.1 en la Ecuación 5.15, esto es:

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{(\beta L)^2}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{m}}. \quad (5.16)$$

La Tabla 5.1 presenta las frecuencias propias o de resonancia obtenidas de esta forma y en la Tabla 5.2 se hace una comparación con las obtenidas mediante los métodos numérico y experimental.

Constantes	Valor de βL	Frecuencia (Hz)
$2,1 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$	4,73	2045,49
$9,375 \times 10^{-10} \text{ m}^4$	7,85	5633,97
0,114 m	11,00	11062,68
3,5325 kg/m	14,14	18279,90
	17,29	27331,60

Tabla 5.1: Constantes geométricas y mecánicas de una placa de acero

5.2.2. Método computacional: Elementos finitos

Dada la imposibilidad práctica de encontrar la solución analítica de sistemas con geometrías más complejas a la de una simple viga, como es el caso del segmento de perfil de sección-I modelado anteriormente de forma lineal, los métodos numéricos, y en particular el Método de los Elementos Finitos, se convierten en una alternativa práctica para el cálculo y modelado en sistemas más complejos pudiendo realizar una modelización que permita captar modos de vibración más complejos.

El Método de Elementos Finitos (MEF) ó FEM por sus siglas en ingles, *Finite Element Method*, es un método numérico usado para la simulación de sistemas físicos complejos, con geometrías complicadas, los cuales son discretizados en un número elevado de subdominios denominados “elementos finitos”. Los FEM se aproximan a la solución de las ecuaciones diferenciales parciales analíticas que caracterizan el comportamiento físico de dichos elementos mediante una solución numérica [17]. Todos los cálculos se realizan sobre una *mall*a de puntos o *nod*os que es la base para la discretización. Durante el preproceso, teniendo en cuenta las condiciones de contorno del sistema y mediante programas especializados, se genera la *mall*a y se la relaciona con un conjunto de variables denominadas *grados de libertad* [80]. Las relaciones nodo-variable se pueden describir mediante ecuaciones lineales y la matriz resultante se denomina *matriz de rigidez*. Debe tenerse en cuenta que para usar este método se requiere disponer de las ecuaciones constitutivas y ecuaciones de evolución temporal del sistema [7].

Frecuencias propias de una placa de acero biempotrada obtenidas con FEM

Para complementar la caracterización de la sección-I mediante la modelización lineal hecha en la Sección 5.2.1 se realizó una caracterización de la sección-I como una placa de acero biempotrada mediante elementos finitos con el programa comercial *ANSYS 12*.

Este cálculo, desarrollo por A. Escobedo en [29], se inicia con la definición de la geometría del elemento (véase la Figura 5.3). Posteriormente se decide el elemento usado

para realizar el modelo de la placa. En este caso se usó el elemento *shell63*² de volumen $0,0045 \times 0,0045 \times 0,005 \text{ m}^3$, con un *módulo de Young* de $21 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$, *coeficiente de Poisson* 0,3 y densidad de masa 7850 kg/m^3 , típicas del acero. Entonces, se definieron las condiciones de contorno en los empotramientos, se realizó el análisis modal y se resolvió la matriz de rigidez mediante el algoritmo *Block Lanczos*. De esta forma se obtuvieron nueve modos de vibración de la placa, mostrados en la Figura 5.4.

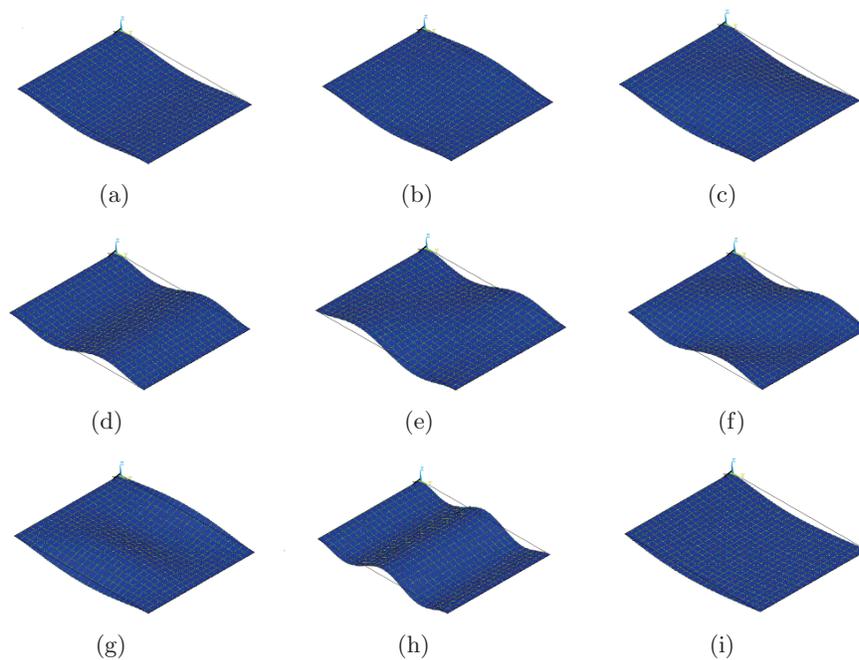


Figura 5.4: Frecuencias y modos propios de vibración de una placa de acero $5 \times 90 \times 114 \text{ mm}$ biempotrada obtenidos mediante FEM con el programa ANSYS 12

Las frecuencias de resonancia obtenidas con este método fueron (en Hz): 2045,49, 5633,97, 11062,68, 18279,90 y 27331,60. En las Tablas 5.2 y 5.3, estas frecuencias se comparan con las obtenidas mediante los métodos analítico y experimental.

Frecuencias propias de la sección-I biempotrada obtenidas con FEM

Teniendo en cuenta que el método de elementos finitos permite realizar un modelado de sistemas más completo y siguiendo el mismo procedimiento que se utilizó para modelar el alma del segmento de perfil IPE en la Sección anterior, se realizó un modelo de

²El elemento Sell63 es una lámina cuadrilátera de cuatro nodos. Posee seis grados de libertad en cada nodo: translaciones en las direcciones nodales x , y , z , y rotaciones sobre los ejes nodales x , y , z . Este elemento tiene características de membrana y capacidad para soportar esfuerzos a flexión [29].

elementos finitos de todo el segmento para obtener las frecuencias propias de vibración del sistema completo y analizar las diferencias entre estos resultados y los obtenidos anteriormente idealizando únicamente el alma del segmento de perfil de sección-I como una placa biempotrada.

De igual forma que para modelar la lámina de acero, para modelar la sección-I con FEM, en [29] se emplea el programa *ANSYS 12*. En este caso la geometría del elemento es más compleja y se usan las dimensiones nominales de una sección-I (véase la Figura 5.2). Las características mecánicas son las mismas del acero (*módulo de Young* de $21 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$, *coeficiente de Poisson* 0,3 y densidad de masa 7850 kg/m^3) y las condiciones de contorno son el empotramiento de las alas de la sección-I. Para modelar mejor las formas irregulares de la sección-I, se usó el elemento *solid95* en forma tetraédrica, el cuál tiene veinte nodos, uno en cada vértice y en el punto medio de cada arista.

Del análisis modal se obtuvieron los nueve modos de vibración mostrados en la Figura 5.5. Las frecuencias propias obtenidas con éste método se presentan en las Tablas 5.2 y 5.3.

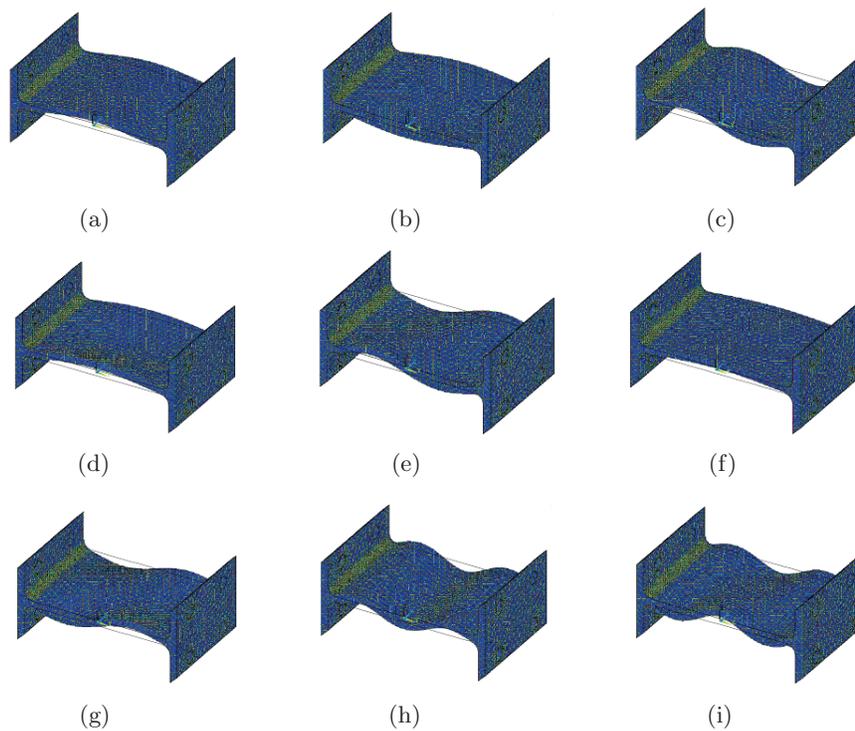


Figura 5.5: Frecuencias y modos propios de vibración de una sección-I biempotrada obtenidos mediante simulación con elementos finitos con el programa *ANSYS 12*

5.3. Método experimental mediante ensayos de vibraciones

Con los métodos analítico y numérico el sistema real (segmento de perfil IPE) se idealizó con modelos matemáticos aproximados. Éstos métodos tienen la ventaja de permitir la modificación de parámetros en el diseño sin necesidad de hacerlo sobre prototipos y/o maquetas físicas, lo cual facilita y economiza el proyecto de la estructura y los hacen apropiados para analizar futuros comportamientos de la estructura real. Sin embargo, dado que tanto el método analítico como el método numérico realizan hipótesis y suposiciones necesarias para poder realizar los cálculos, no dejan de ser métodos que proporcionan una aproximación del comportamiento real del sistema. Por ello, se hace necesario contrastar los resultados obtenidos con resultados experimentales los cuales permiten una caracterización más completa y realista del sistema.

5.3.1. Descripción de los experimentos

Los experimentos consistieron en someter el espécimen a vibraciones provocadas con un actuador piezoeléctrico. Para ello, el actuador se pegó sobre una de las caras del alma de la sección-I y se midió su respuesta con sensores piezoeléctricos distribuidos sobre la otra cara del *alma*. La Figura 5.6 muestra un esquema de este experimento y la ubicación general del actuador y los sensores.

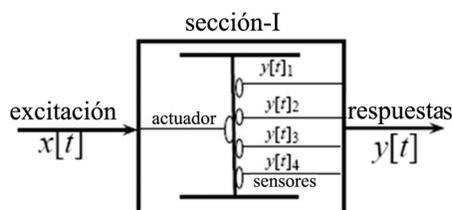


Figura 5.6: Esquema de un ensayo de vibraciones sobre la sección-I

Para este experimento se emplearon transductores piezoeléctricos cerámicos modelo PRYY+0220 los cuales tienen una respuesta en frecuencia plana desde aproximadamente 1500 a 25000 Hz (véase la Figuras 4.15 y 4.16). El actuador piezoeléctrico PZT fue ubicado justo en el centro de la cara del alma de la sección-I. Por la otra cara se pegaron cuatro sensores, también PZT, en posiciones diferentes, como se muestra en la Figura 5.7.

Las condiciones de contorno durante los ensayos fueron con el segmento de perfil de sección-I biempotrada en sus dos *alas*, las mismas que se emplearon para los métodos teóricos. Estas condiciones de contorno son las que se consiguen cuando se ensamblan los segmentos de perfil de sección-I sobre las barras auxiliares para formar el disipador WPD.

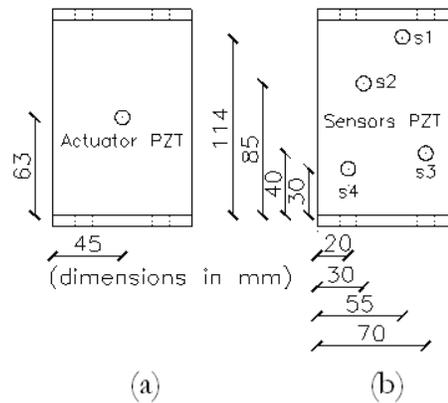


Figura 5.7: Posiciones de los transductores piezoeléctricos en la sección-I, a) posición del actuador, b) posición de los sensores

La fijación del elemento se realizó mediante tornillos y tuercas de acero (métrica 10 categoría 12) que permiten un par de apriete de hasta 80 Nm y arandelas tipo Grower³. El par de apriete elegido para los ensayos de vibraciones fue de 67 Nm, suficiente para generar las condiciones de contorno de empotramiento perfecto. El par de apriete fue ajustado mediante una llave dinamométrica. La Figura 5.8a muestra la fotografía del montaje instalado para los ensayos de vibraciones y la llave dinamométrica usada. La Figura 5.8b presenta las dos caras de la sección-I instrumentada con los transductores piezoeléctricos.

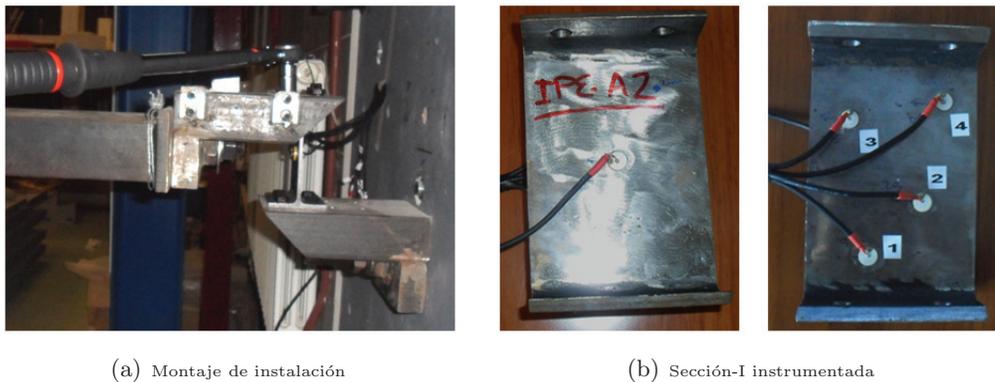


Figura 5.8: Fotografías del experimento

³Las arandelas Grower son un tipo de arandelas de seguridad que ofrece muchas ventajas a la hora de fijar los tornillos, tales como: presión estable, se acomoda a cambios de temperatura o presión, reduce las vibraciones, facilita el ajuste preciso de la presión final y mantiene los tornillos seguros. El nombre de arandela Grower se usa sobre todo en Europa. En EEUU y otros países las llaman helical spring lock washer o split washer. Su aspecto es similar a una arandela cortada y ligeramente abierta.

Durante los ensayos de vibraciones, cuando una de las frecuencias de la señal de excitación coincide con alguna de las frecuencias propias de la sección-I, se produce una fuerte resonancia, traducida en un aumento de la magnitud en voltios de la señal que recogen los sensores piezoeléctricos en el dominio temporal. Estas resonancias pueden ser detectadas fácilmente ya que se corresponden con los picos máximos de señal en el dominio de frecuencia. Las señales en el dominio de la frecuencia (espectros de la señal) se pueden obtener mediante técnicas de procesamiento digital de señales como la FFT, DSP, FRF, entre otras (véase las Secciones 3.3.4 y 3.3.4).

Existen varias técnicas experimentales de excitar una estructura y medir la respuesta ante dicha excitación para luego caracterizar sus propiedades dinámicas. Para la caracterización de las secciones-I del disipador WPD se probaron diferentes métodos y tipos de señales como excitaciones. El primer ensayo consistió en un golpe seco sobre el alma de la sección-I con un martillo de impacto. Para el resto de los ensayos se empleó un actuador piezoeléctrico adherido al alma de la sección-I a través del cual se aplicaron señales impulsivas sintéticas y señales armónicas como barridos senoidales (*swept-sine*) y señales aleatorias de ruido blanco. Estos ensayos tuvieron como objetivo determinar la mejor forma para obtener un análisis dinámico completo y excitar la mayor cantidad de frecuencias propias posible en el ancho de banda permitido por el equipo de adquisición, desde 0 hasta aproximadamente 22 kHz.

5.3.2. Ensayos de vibración con martillo de impacto

Para estos ensayos se empleó un martillo de impacto electrónico de la marca Bruel & Kjaer como el mostrado en la Figura 5.9, diseñado para excitar y medir fuerzas de impacto en pequeñas y medianas estructuras. Está provisto de sensores que permiten medir la señal de excitación que se está aplicando y la fuerza del impacto.



Figura 5.9: *Martillo de impacto*

La técnica de analizar las vibraciones libres de una estructura después de ser excitada con un impacto es muy utilizada para estudios de amortiguamiento y análisis estructural en Ingeniería. Esta técnica permite determinar los modos y frecuencias propias de la estructura que se excitan con el impacto y poder observar cuando un modelo a escala de una estructura entra en resonancia y contrastar los resultados experimentales con el resultado analítico y numérico.

Los ensayos con el martillo de impacto consistieron en producir un golpe seco lo más puntual y preciso posible de forma que el martillo no rebotara y se produjeran efectos indeseados sobre la sección-I. La Figura 5.10a muestra las gráficas en tiempo y frecuencia de una de las señales impulsivas producidas con el martillo de impacto sobre el *alma* de la sección-I. En la Figura 5.10.b se puede ver que el impulso obtenido no es un impulso perfecto, tiene un ancho de unos 0,61 ms y un efecto rebote de aproximadamente 0,92 ms. El ancho de la señal impulsiva (alrededor de 1,53 ms desde que empieza hasta que termina su rebote) causa que su espectro sea plano solo para bajas frecuencias desde 0 hasta 600 Hz aproximadamente. Esta frecuencia se corresponde con $f = 1/1,53 \text{ ms} = 653,59 \text{ Hz}$. Lógicamente cuanto más estrecho sea el impulso obtenido en el tiempo, mayor será el espectro plano de la señal de excitación y más frecuencias del elemento podrán ser excitadas. Recuérdese que la señal tipo delta Dirac tiene un espectro plano infinito, como se indicó en el Capítulo 4 de esta Memoria.

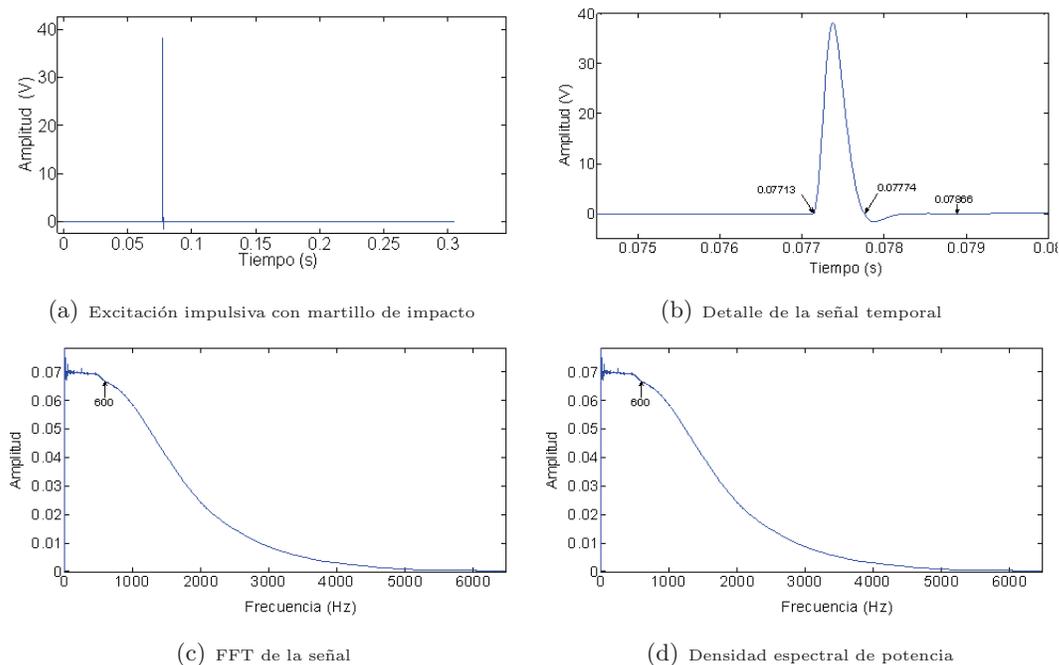


Figura 5.10: *Excitación impulsiva con martillo de impacto*

La Figura 5.11 muestra la respuesta en el dominio del tiempo de la sección-I ante el impulso provocado con el martillo de impacto, registrada por el sensor S1. En la Figura 5.11a se muestra como el impulso provocado por el martillo de impacto ocasiona que la sección-I responda con una señal de vibraciones de elevada amplitud de voltaje (20 V aproximadamente) y que se va amortiguando en el tiempo con una duración total aproximada de 1 s. La Figura 5.12 muestra la densidad espectral de potencia de la señal de vibraciones en escala lineal.

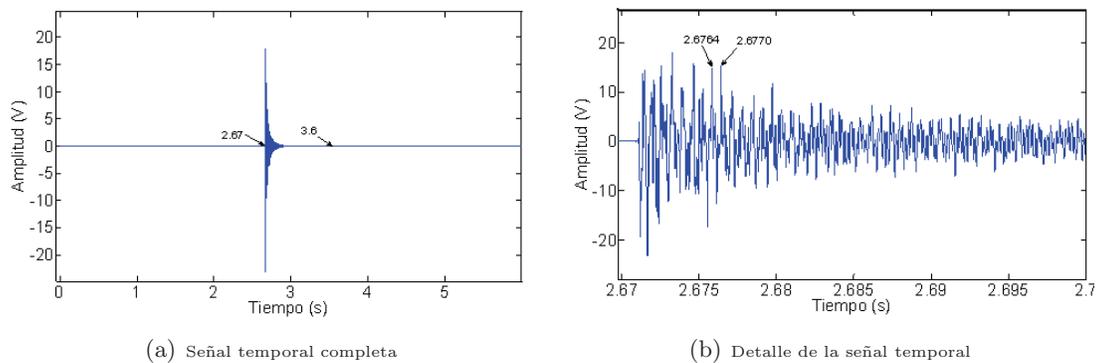


Figura 5.11: Respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto registrada por el sensor S1

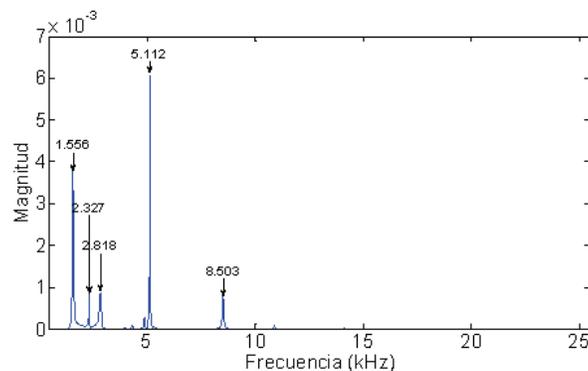


Figura 5.12: Densidad espectral de potencia normalizada y en escala lineal de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto

En esta gráfica se puede comprobar que la primera resonancia de la sección-I está en 1556 Hz. Si se grafica este espectro en escala logarítmica (dB) para ver los detalles de las señales de menor amplitud, aparecen otras frecuencias que han sido excitadas con este primer ensayo de vibraciones (Figura 5.13). En esta Figura se puede ver que la mayor cantidad de componentes frecuenciales excitadas se concentran en las bajas frecuencias, hasta alrededor de 5000 Hz.

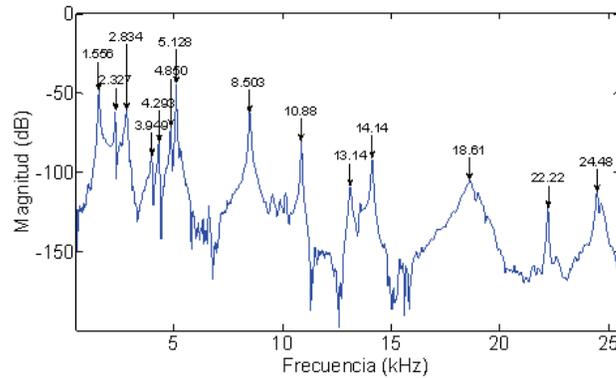


Figura 5.13: Densidad espectral de potencia en dB de la señal respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva con martillo de impacto

A pesar de que el hecho de aplicar un golpe con martillo directamente sobre el alma del segmento de perfil de sección-I causa una excitación de potencia elevada que permite la excitación de los armónicos de bajas frecuencias y algunos componentes en alta frecuencia, esta excitación no es suficiente. Los resultados sugieren realizar experimentos donde se exciten adecuadamente los componentes de alta frecuencia y poder caracterizar de forma fiable los segmentos de perfiles de sección-I del disipador WPD.

5.3.3. Ensayos de vibración con un tren de impulsos sintético

Teniendo en cuenta que las señales impulsivas generadas con martillos de impacto tienen las limitaciones de ser excitaciones manuales, no pueden ser reproducidas con exactitud ni en fuerza, ni en ubicación de golpe. Además, la electrónica de estos instrumentos difícilmente alcanza anchos de banda en alta frecuencia. Por todo ello, se contempló la necesidad de implementar una señal de impulso sintética, cuya reproducción sea posible mediante el generador de señales y que pueda ser aplicada a la sección-I a través del actuador piezoeléctrico. La Figura 5.14 muestra la señal sintética implementada que cumple dichos requisitos.

Como puede verse en la Figura 5.14b, cuando el generador de señales reproduce el impulso sintético, su electrónica interna introduce algunos rebotes en la señal. Sin embargo, debido que el ancho del impulso es muy estrecho (alrededor de 0,061 ms) y su rebote también es pequeño (0,351 ms), el espectro de esta excitación resulta plano para todo el ancho de banda [0-25] kHz, como se muestra en la Figura 5.14c. La Figura 5.15 muestra el registro de la señal temporal de vibraciones de la sección-I cuando es excitada por un tren de impulsos sintéticos obtenido desde la posición en que se encuentra el sensor S1.

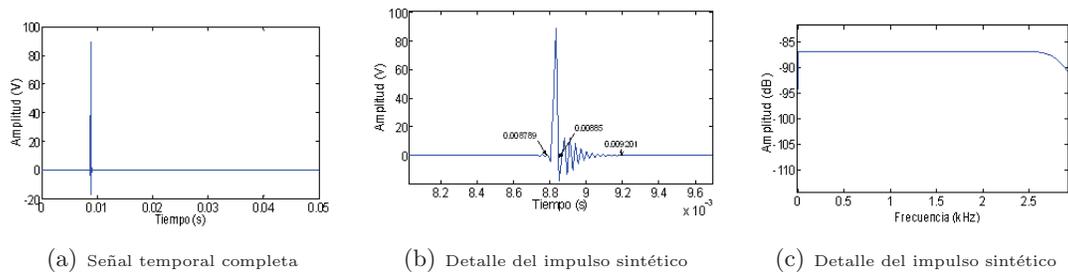


Figura 5.14: *Excitación impulsiva sintética reproducida por el generador*

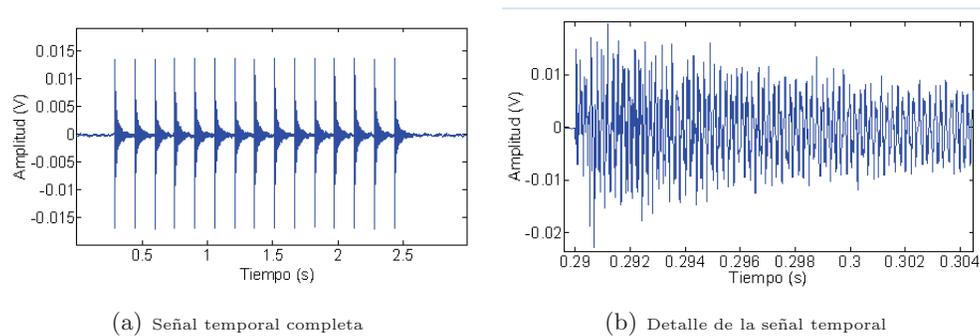


Figura 5.15: *Respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética*

La respuesta de la sección-I ante este impulso sintético es nuevamente una señal que se amortigua con el tiempo. Sin embargo, véase que la amplitud de voltaje de esta señal de vibración no supera los 15 mV. Recuerdese que la respuesta al golpe del martillo de impacto está de cerca de 20 V (mil veces más potente), como se vio en la Figura 5.11. Esto también se nota en las gráficas normalizadas de densidad espectral de potencia. La señal generada por el martillo de impacto tiene una amplitud de -60 dB (Figura 5.10d) mientras que la señal impulsiva sintética cae alrededor de 20 dB, situándose por debajo de los -85 dB (Figura 5.14c), lo cual es lógico dada la naturaleza de cada experimento.

La Figura 5.16 muestra el espectro de potencia de la señal de vibraciones de la sección-I al ser excitada con el tren de impulsos sintéticos en escala lineal y en dB.

Nótese que, aunque la señal producida mediante un martillo de impacto es mucho más potente que la producida por el impulso sintético, esta última permite excitar las frecuencias más altas debido a su espectro plano en todo el ancho de banda. Por tanto, con este ensayo es posible caracterizar de forma más completa la sección-I.

Cabe señalar que es recomendable revisar siempre el espectro de la señal de excitación para asegurarse de que sea plano y que las frecuencias que se están excitando son las de la propia estructura. En el caso del impulso sintético, una ligera amplitud en la señal puede

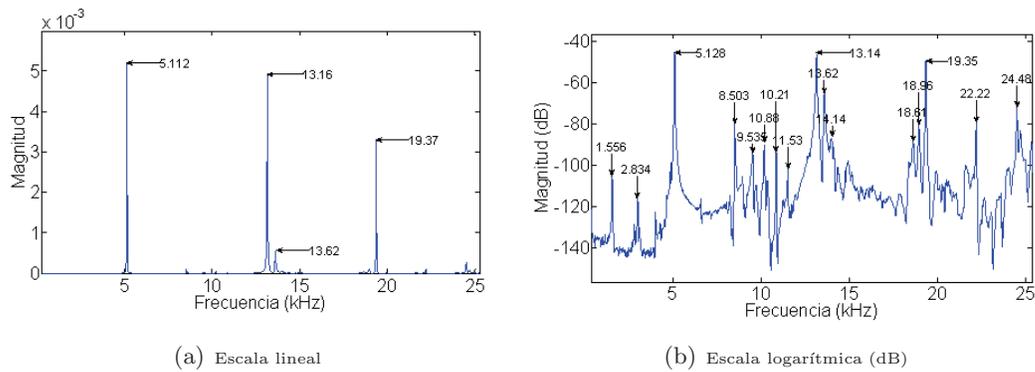


Figura 5.16: Densidad espectral de potencia de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética

transformar la señal impulsiva en un pulso cuadrado. Aunque el pulso tiene apenas una duración de 0,5 ms, su espectro tiene forma de una señal seno cardinal o señal sinc, como se muestra en la Figura 5.17b. El espectro de la señal de vibraciones resultante de excitar la sección-I con este tren de pulsos se ve afectado gravemente por los lóbulos del espectro de la excitación, como se muestra en la Figura 5.18, ocultando varias de las frecuencias propias de la sección-I.

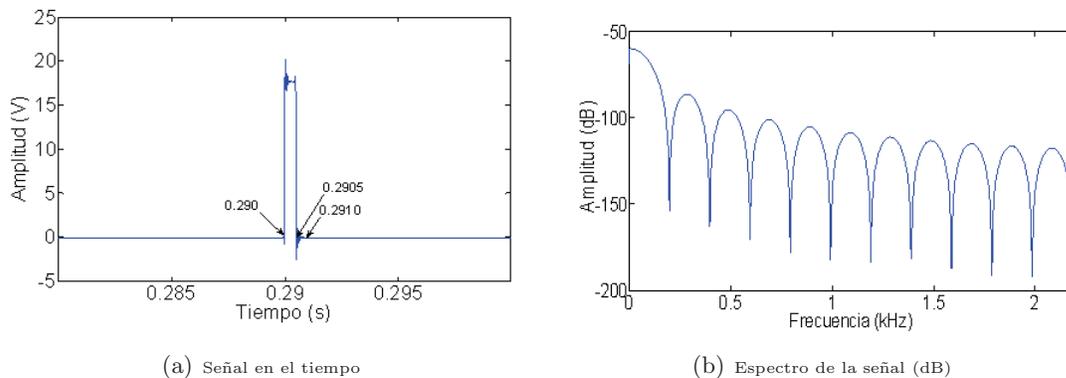


Figura 5.17: Señal impulsiva sintética con ligera amplitud

5.3.4. Ensayos de vibración con una señal de ruido blanco

Otra forma muy habitual de caracterizar un sistema es mediante su excitación con una señal de ruido blanco. El ruido blanco es una realización de un proceso aleatorio en el cual la densidad espectral de potencia es igual para todas las frecuencias. En otras palabras, puede considerarse como una mezcla de señales armónicas en la que se encuentran todas las frecuencias y donde cada frecuencia tiene la misma energía. Esta característica hace

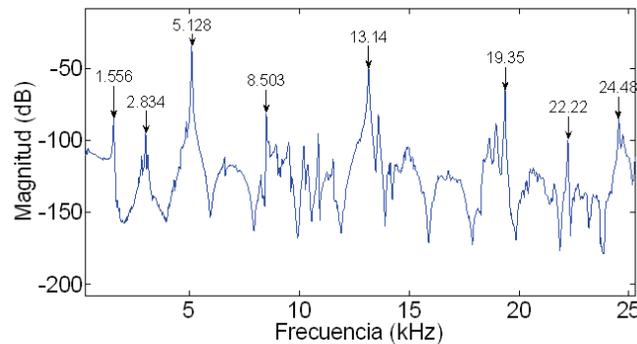


Figura 5.18: Densidad espectral de potencia (dB) de la respuesta de la sección-I a una excitación impulsiva sintética mal diseñada

que el ruido blanco sea una buena alternativa cuando se quiere caracterizar un sistema, ya que permite excitar todas sus frecuencias con la misma intensidad de potencia. La Figura 5.19 muestra las gráficas en tiempo y frecuencia de una de las señales de ruido blanco generadas para excitar la sección-I.

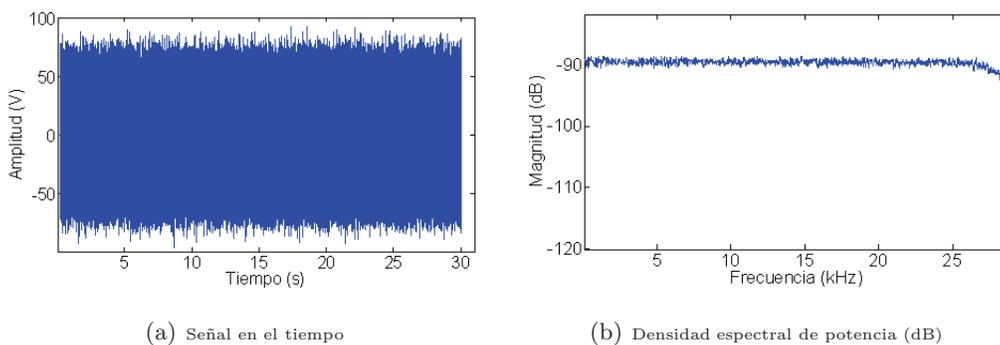


Figura 5.19: Excitación con ruido blanco

Nótese que, a diferencia de la señal impulsiva sintética, la densidad espectral del ruido blanco tiene un pequeño rizado debido a que la energía de cada componente no es exactamente igual. Sin embargo esta señal es mucho más fácil de generar y reproducir por los equipos electrónicos, por lo que se ha convertido en la señal de perturbación más usada en los procesos de identificación de sistemas.

La Figura 5.20 muestra el registro de la señal de vibraciones del sensor S1 cuando la sección-I se excita con ruido blanco.

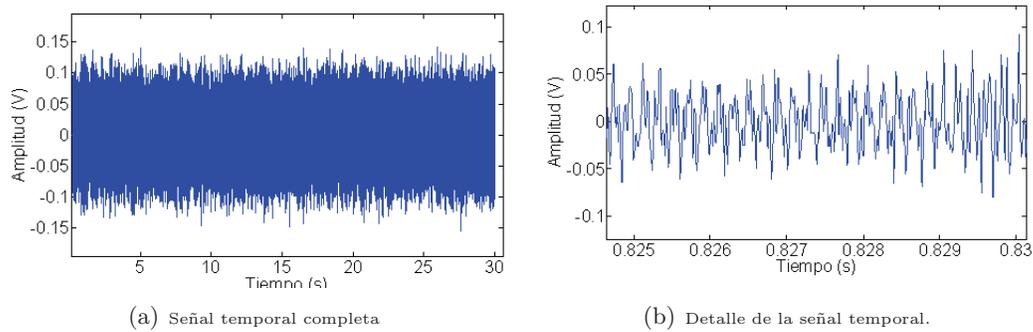


Figura 5.20: Respuesta de la sección-I a la perturbación con ruido blanco

La Figura 5.21 muestra la densidad espectral de potencia en escalas lineal y logarítmica de la señal de vibraciones obtenida al excitar la sección-I con la señal de ruido blanco. El registro que se muestra es el obtenido por el sensor S1.

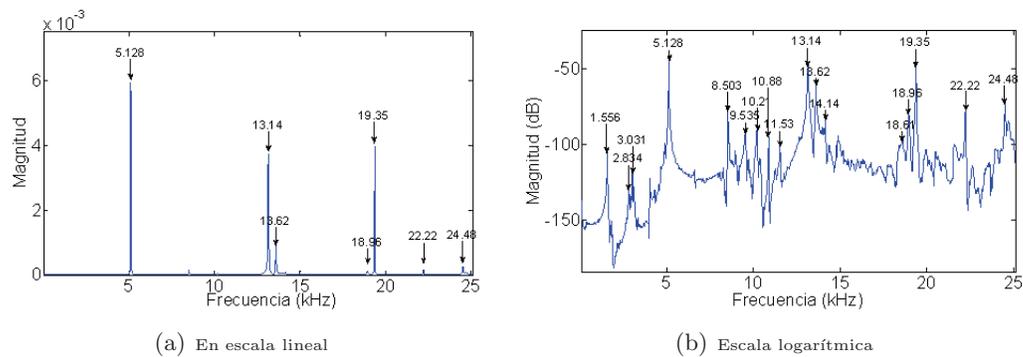


Figura 5.21: Densidad espectral de potencia de la respuesta de la sección-I a una excitación con ruido blanco

Nótese que, aunque la respuesta de la sección-I en el dominio del tiempo es diferente al ser excitada por una señal impulsiva (Figura 5.15 que cuando es perturbada por un ruido blanco (Figura 5.20), las gráficas en el dominio de la frecuencia son casi idénticas (Figuras 5.16 y 5.21), es decir, se excitan las mismas frecuencias de resonancia, lo cual confirma que estas frecuencias son las frecuencias propias de la sección-I.

Las Figuras 5.22 y 5.23 muestran la densidad espectral de potencia en escalas lineal y logarítmica de las señales de vibraciones obtenidas desde el sensor S1 para los tres ensayos de vibraciones anteriores, cuando la sección-I es excitada por un golpe con martillo de impacto, un impulso sintético y una señal de ruido blanco.

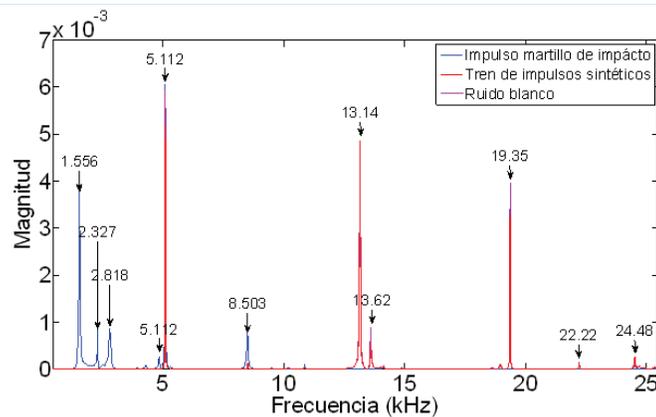


Figura 5.22: Densidad espectral de potencia en escala lineal de la respuesta de la sección-I ante varias excitaciones

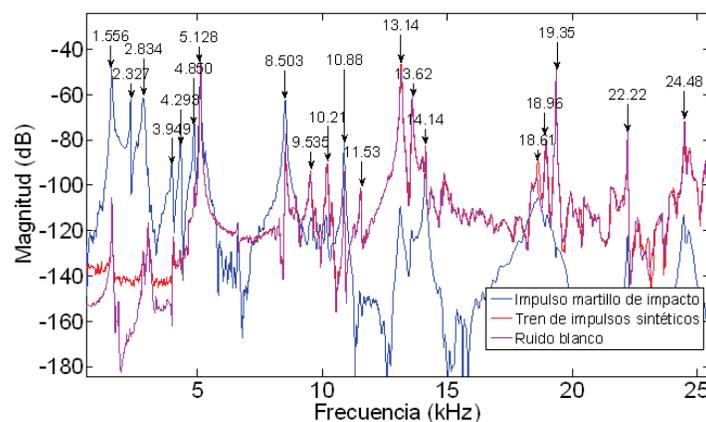


Figura 5.23: Densidad espectral de potencia (dB) de la respuesta de la sección-I ante varias excitaciones

Queda comprobado que la señal impulsiva generada con el golpe de un martillo de impacto, excita con mayor potencia las frecuencias propias de más baja frecuencia, mientras que el tren de impulsos sintético y la señal de ruido blanco excitan todo el ancho de banda. Tanto la señal impulsiva sintética como la señal de ruido blanco pueden ser utilizadas para caracterizar el segmento de perfil de sección-I.

Las señales resultantes de la excitación con impulso sintético y ruido blanco son muy parecidas y solo presentan algunas diferencias en las bajas frecuencias. No obstante, la señal de ruido blanco produce mayor amplitud de voltaje en el sensor piezoeléctrico (10 veces más), y es una señal que por defecto traen la mayoría de los generadores de señales y por tanto no requiere de programación previa. La señal impulsiva sintética no es comúnmente utilizada en la caracterización de sistemas.

5.3.5. Ensayos de vibración con una señal seno sweep

Las señales impulsivas o de ruido blanco excitan al mismo tiempo todas las frecuencias propias del sistema, lo cual puede ocasionar que las componentes frecuenciales más potentes se impongan sobre otras de menor potencia dejándolas ocultas tras de sí. En sistemas como estos, que tienen frecuencias de resonancias muy cercanas y/o unas frecuencias son mucho más resonantes que otras, la señal seno *sweep* puede ser útil a la hora de caracterizar el sistema.

Una señal seno *sweep* o barrido de senos, es una señal de forma sinusoidal cuya frecuencia va aumentando exponencialmente con el tiempo. La Figura 5.24 muestra el comportamiento temporal y espectral de una señal seno *sweep* con barridos de frecuencia desde 10 hasta 1000 Hz.

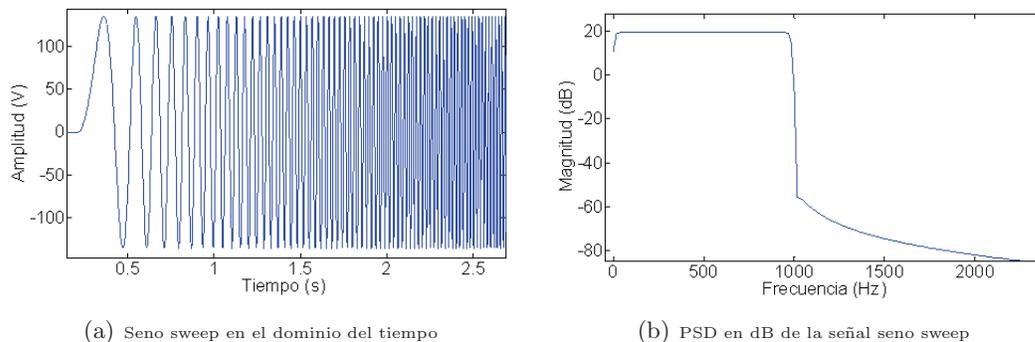


Figura 5.24: Señal seno sweep con barridos desde 10 a 1000 Hz

La excitación con una señal seno *sweep* proporciona un barrido ordenado, creciente y de potencia homogénea sobre todos los armónicos del sistema, excitando una a una cada frecuencia de resonancia. Las Figuras de la 5.25 a la 5.43 muestran las gráficas de la excitación generadas con señales seno *sweep* crecientes, de 1 kHz cada vez, haciendo un barrido desde 0 a 21 kHz sobre la sección-I mediante el actuador piezoeléctrico. También se muestran las respuestas temporales de la sección-I a cada excitación y su correspondiente densidad espectral de potencia en dB. Todos los registros mostrados corresponden al sensor S1.

Véase que al ir excitando una a una las frecuencias propias de la sección-I, es posible observar claramente dicha resonancia en la señal temporal. Las Figuras 5.26b, 5.30b, 5.33b, 5.35b y 5.42b muestran claramente las frecuencias más resonantes de la sección-I. Por ejemplo, con el seno *sweep* de 1 a 2 kHz se excita el primer modo del sistema localizado en 1,5 kHz (5.26c), el seno *sweep* de 5 a 6 kHz se excita la frecuencia más sensible de la sección-I localizada en 5,1 kHz (Figura 5.30c).

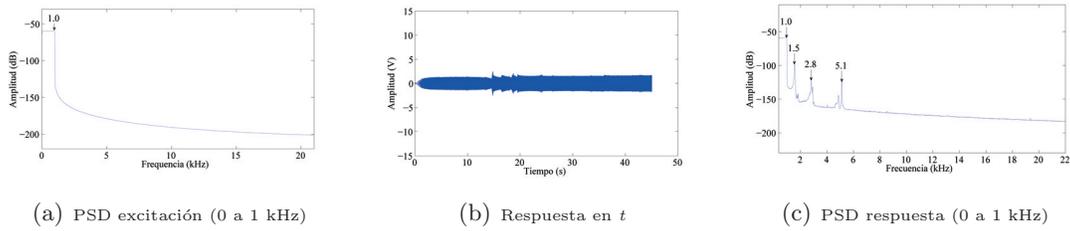


Figura 5.25: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 0 a 1 kHz*

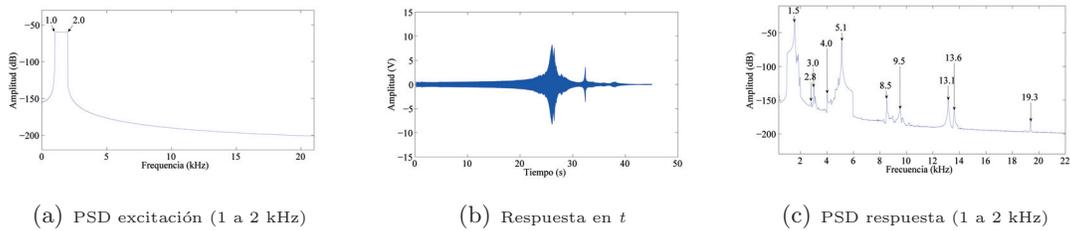


Figura 5.26: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 1 a 2 kHz*

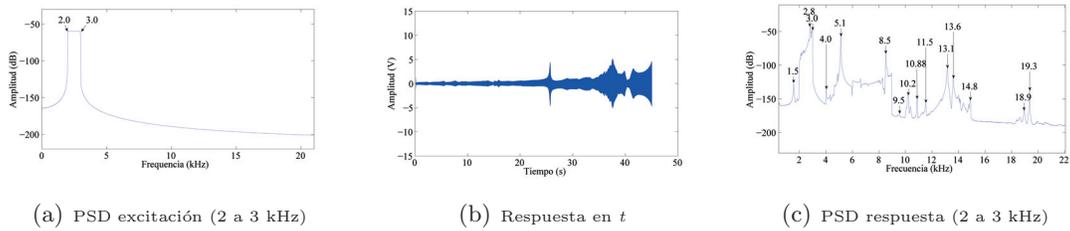


Figura 5.27: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 2 a 3 kHz*

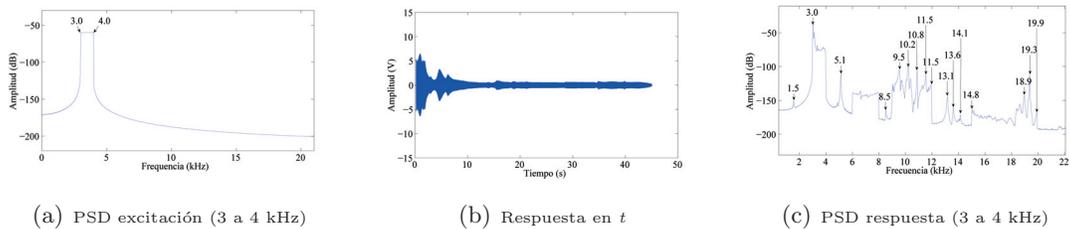


Figura 5.28: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 3 a 4 kHz*

Se puede afirmar que la resonancia en 5,1 kHz es, con diferencia, la más sensible de todas debido a que siempre es excitada, sea cual sea la perturbación, y su excitación es siempre de elevada amplitud.

Algo similar ocurre con las frecuencias en 8,5 kHz y 19,3 kHz que se excitan con facilidad en la mayoría de los ensayos y su resonancia en el dominio del tiempo es casi perfecta (Figuras 5.33b y 5.42b).

Por otro lado, este ensayo también permitió determinar donde se encuentran las bandas de frecuencia que no presentan ninguna resonancia importante. Las Figuras 5.25b, 5.31b, 5.32b, 5.40b, 5.40e y 5.41b, muestran claramente que en las bandas [0-1] kHz, [6-8] kHz y [15-18] kHz no existen resonancias.

Con ninguno de los ensayos realizados hasta ahora, tanto con las señales seno *sweep*, impulsivas o de ruido blanco, se obtuvieron resonancias en estas bandas.

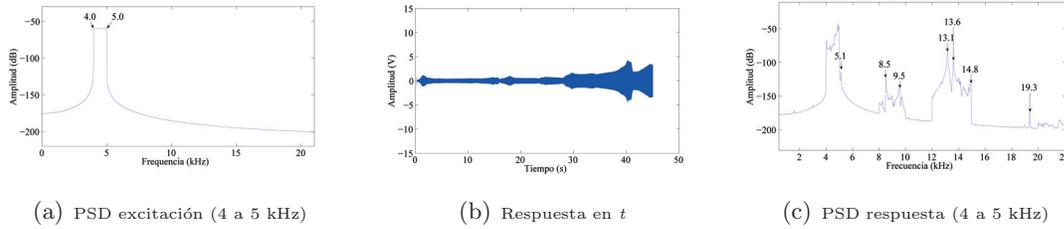


Figura 5.29: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 4 a 5 kHz

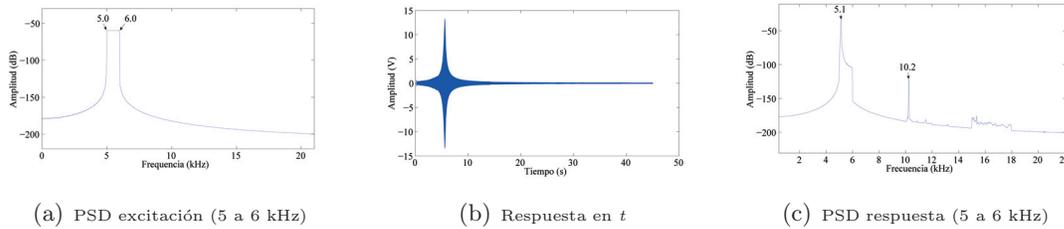


Figura 5.30: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 5 a 6 kHz

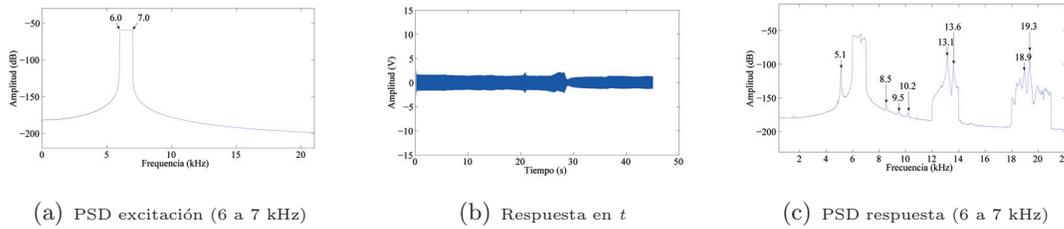


Figura 5.31: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 6 a 7 kHz

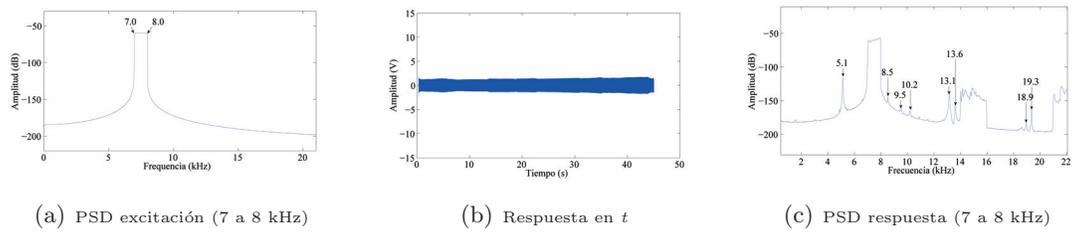


Figura 5.32: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 7 a 8 kHz*

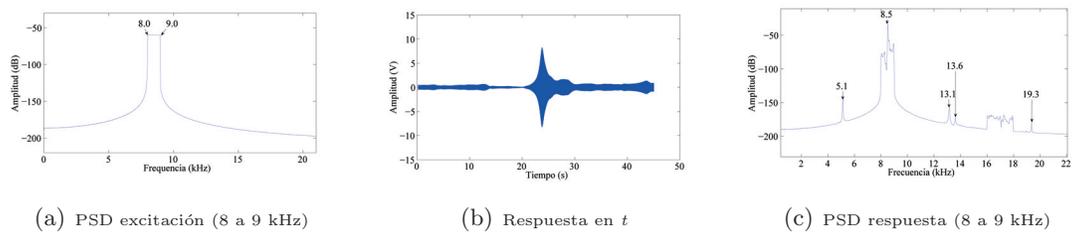


Figura 5.33: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 8 a 9 kHz*

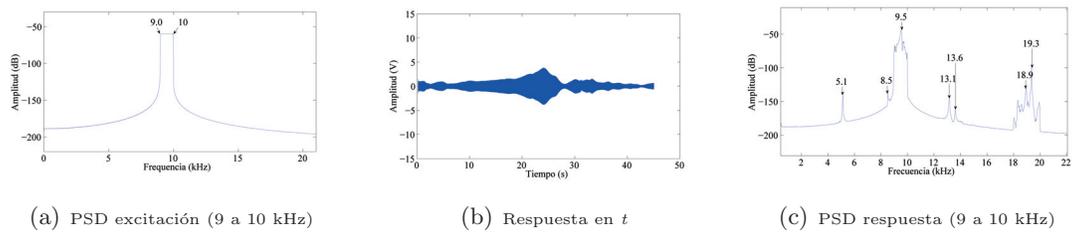


Figura 5.34: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 9 a 10 kHz*

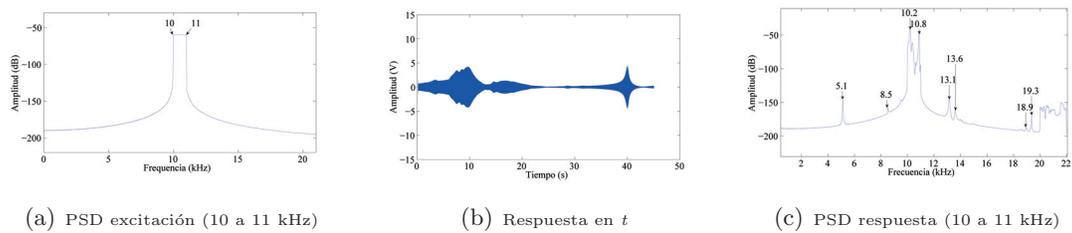


Figura 5.35: *Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 10 a 11 kHz*

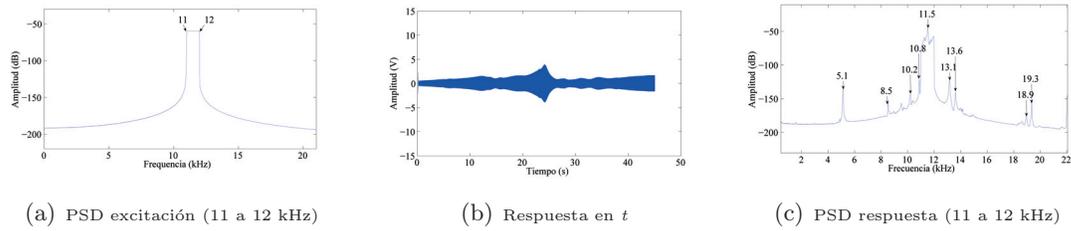


Figura 5.36: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 11 a 12 kHz

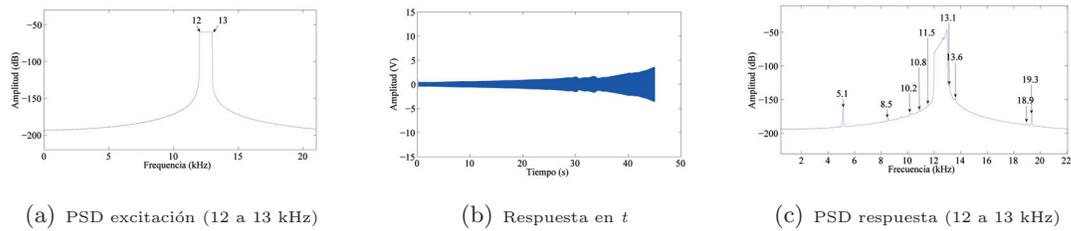


Figura 5.37: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 12 a 13 kHz

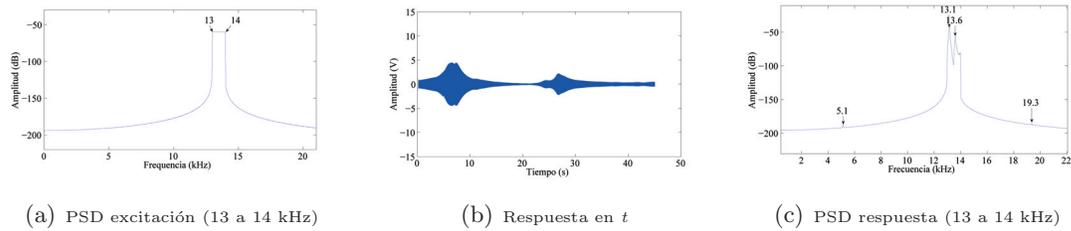


Figura 5.38: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 13 a 14 kHz

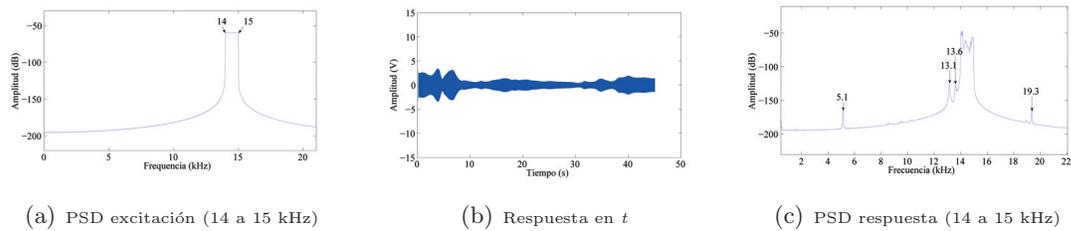


Figura 5.39: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 14 a 15 kHz

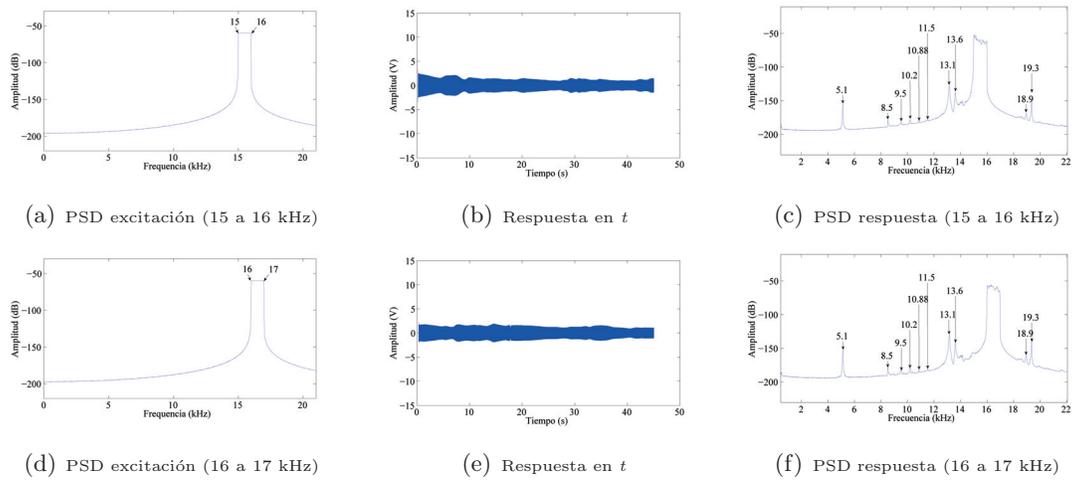


Figura 5.40: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 15 a 17 kHz

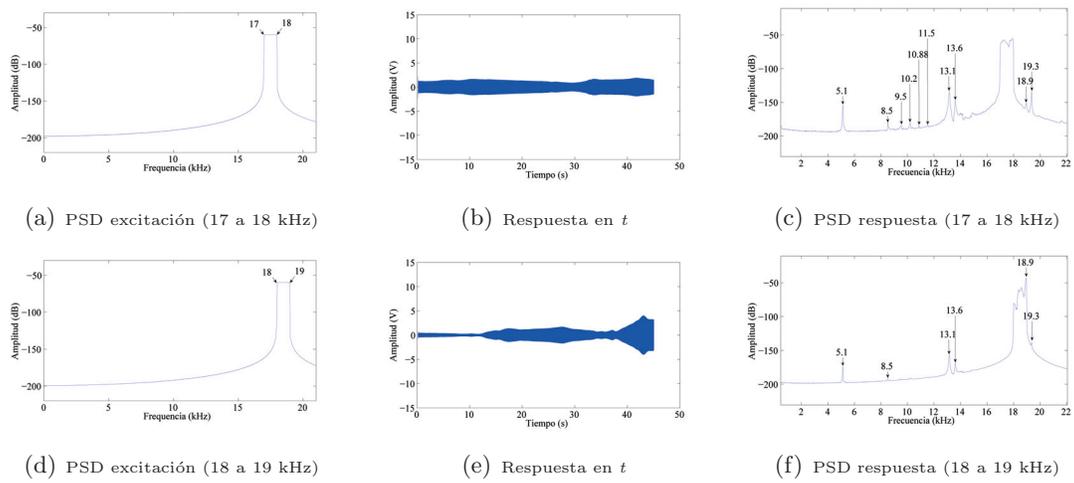


Figura 5.41: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 17 a 19 kHz

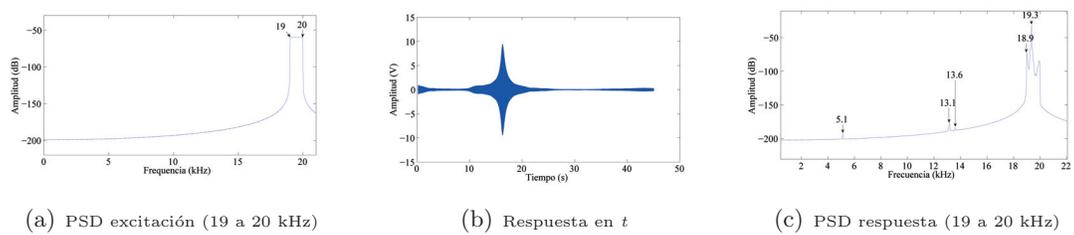


Figura 5.42: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 19 a 20 kHz.

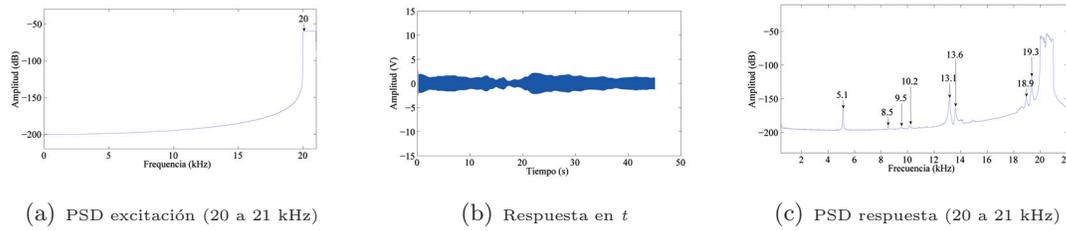


Figura 5.43: Excitación de la sección-I con señales seno sweep con barridos de 1 kHz, desde 20 a 21 kHz

5.4. Frecuencias de resonancia desde diferentes sensores en la sección-I

Para caracterizar por completo la sección-I, se analizaron los registros de vibración obtenidos con los cuatro sensores piezoeléctricos ubicados en las diferentes posiciones sobre el alma de la sección-I. La ubicación de los sensores se muestra en las Figuras 5.7 y 5.8b. Por simplicidad se muestran sólo los resultados obtenidos con la excitación de ruido blanco, ya que como se ha demostrado, permite excitar todo el ancho de banda y produce una mayor amplitud de voltaje sobre los sensores piezoeléctricos.

La Figura 5.44 muestra la densidad espectral de potencia para las señales de vibraciones registradas por los cuatro sensores S1, S2, S3 y S4 en escala lineal.

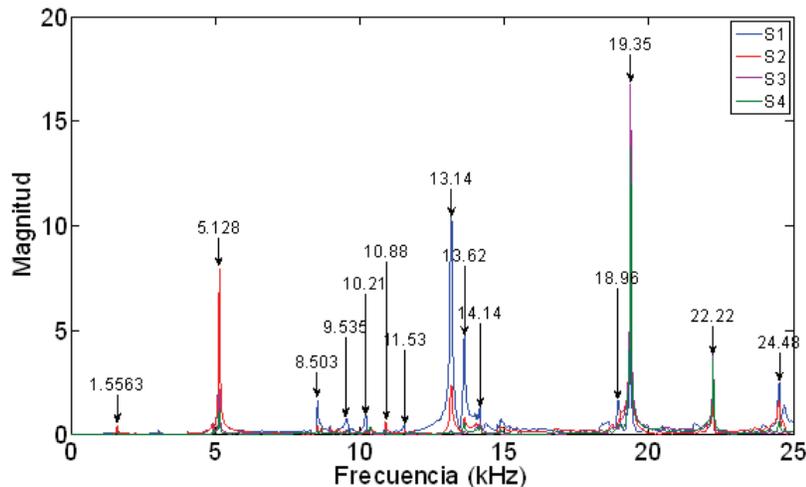


Figura 5.44: Densidad espectral de potencia en escala lineal de las vibraciones registradas por los 4 sensores de la sección-I tras ser excitada con una señal de ruido blanco

Como era de esperar y como se comprobó anteriormente con los resultados obtenidos de la simulación con elementos finitos (Sección 5.2.2), la magnitud de resonancia depende del lugar donde se encuentre ubicado cada sensor. Esto se debe a las diferentes formas o modos que tiene la sección-I de vibrar según la frecuencia.

Para apreciar en detalle las diferencias entre los sensores, la Figura 5.45 muestra la densidad espectral de potencia para las señales de vibración registradas por los cuatro sensores S1, S2, S3 y S4 en escala logarítmica. Se puede observar que aunque algunos picos tienen mayor magnitud que otros según la posición del sensor, todos los sensores lograron capturar con precisión las frecuencias de resonancia.

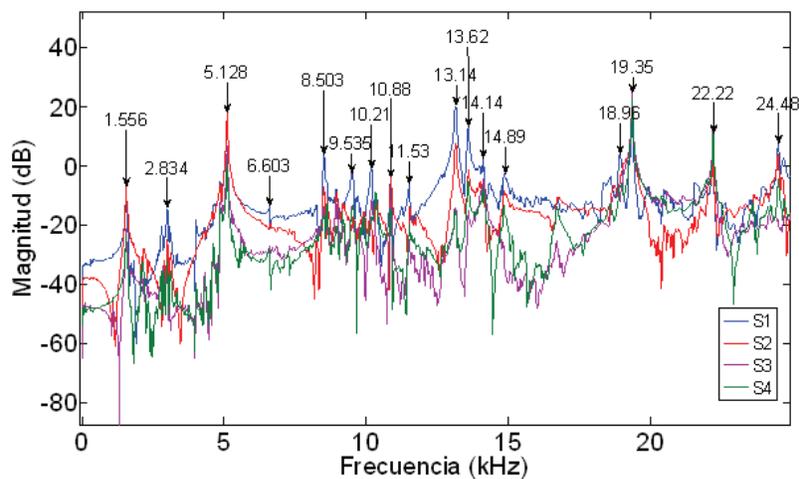


Figura 5.45: Densidad espectral de potencia en escala logarítmica de las vibraciones registradas por los 4 sensores de la sección-I tras ser excitada con una señal de ruido blanco

Finalmente, en las Tablas 5.2 y 5.3 se presenta un resumen con todas las frecuencias propias calculadas y encontradas mediante cada uno de los métodos utilizados: método analítico, simulación numérica (FEM para una placa de acero biempotrada y FEM para una sección-I biempotrada) y ensayos experimentales de vibraciones con martillo de impacto, con impulso sintético, con ruido blanco y con señal seno *sweep*.

En estas Tablas se pueden ver las coincidencias en frecuencias o valores de resonancias cercanos entre los resultados analíticos, numéricos y los obtenidos experimentalmente con los ensayos de vibraciones. Según estas tablas, se puede confirmar que el método analítico simplificado en el que se modela linealmente la sección-I como una viga biempotrada, arroja resultados muy básicos y que son aproximados ya que se obtienen haciendo varias simplificaciones y suposiciones sobre la sección-I.

Viga biempotrada	Placa (Shell63)	Sección-I (Solid95)	Martillo: impacto	Impulsos	Ruido blanco	Seno sweep
-	-	-	1556	1556	1556	1556
-	-	1870	-	-	-	-
2045,49	2121	-	-	-	-	-
-	-	2437	2327	-	-	-
-	2746	2858	2834	2834	2834	2834
-	-	-	-	-	3031	3031
-	-	-	3949	-	-	4007
-	-	4137	4293	-	-	-
-	-	-	4850	-	-	-
-	-	5068	5128	5128	5128	5128
-	5439	-	-	-	-	-
5633,97	5854	5872	-	-	-	-
-	6766	-	-	-	-	-
-	-	8738	8503	8503	8503	8503
-	9834	9743	-	9535	9535	9535
-	-	10560	-	10210	10210	10210
-	-	10624	-	-	-	-
-	-	10801	10880	10880	10880	10880

Tabla 5.2: Frecuencias de resonancia mediante métodos analítico, numérico y experimental (Parte a) (valores dados en Hz)

Varias de las frecuencias obtenidas mediante la simulación con elementos finitos se aproximan a las frecuencias obtenidas de forma experimental. De las 9 frecuencias propias obtenidas mediante la simulación con FEM simulando una placa biempotrada con el elemento *Shell63*, 3 de ellas (el 33,3%) se aproximan a los resultados experimentales. Los resultados mejoran notablemente al simular con elementos finitos la sección-I completa mediante el elemento *solid95*. De las 21 frecuencias propias obtenidas, 12 de ellas (el 57,14%) se aproximan notablemente a los resultados experimentales. Los resultados que más se aproximan a los experimentales son los que modelan el dissipador completo mediante elementos finitos con modelos tridimensionales [29].

Normalmente se parte de datos experimentales para construir un modelo numérico fiable. Sin embargo, resulta muy útil poder visualizar a priori los modos de vibración del alma del segmento de perfil de sección-I a fin de determinar la mejor ubicación de los sensores y actuador piezoeléctricos para los ensayos experimentales de vibraciones. De esta forma se evita ubicar los sensores en los nodos, donde los desplazamientos son pequeños.

Viga biempotrada	Placa (Shell63)	Sección-I (Solid95)	Martillo: impacto	Impulsos	Ruido blanco	Seno sweep
11062,68	11152	-	-	-	-	-
-	11498	-	-	11530	11530	11530
-	12505	-	-	-	-	-
-	-	-	13140	13140	13140	13140
-	-	13692	-	13620	13620	13620
-	-	14016	14140	14140	14140	14140
-	-	15723	-	-	-	-
-	-	16584	-	-	-	-
18279,90	-	-	-	-	-	-
-	-	18887	18610	18610	18610	18610
-	-	18956	-	18960	18960	18960
-	-	-	-	19350	19350	19350
-	-	19793	-	-	-	-
-	-	20134	-	-	-	-
-	-	20620	-	-	-	-
-	-	21935	-	-	-	-
-	-	-	22220	22220	22220	22220
-	-	-	24480	24480	24480	-
27331,60	-	-	-	-	-	-

Tabla 5.3: Frecuencias de resonancia mediante métodos analítico, numérico y experimental (Parte b) (valores dados en Hz)

5.5. Respuesta de diferentes secciones-I al ser excitadas con un ruido blanco

En la Sección 5.1 se describió el proceso de fabricación de las secciones-I. Este proceso hace que las pequeñas desviaciones en la geometría nominal de cada sección-I se traduzcan en desviaciones de sus frecuencias de resonancia. Para comprobar este hecho se instrumentaron cinco secciones-I con transductores piezoeléctricos distribuidos idénticamente como se mostró en las Figuras 5.7 y 5.8b, los cuales se sometieron a las mismas condiciones de contorno mostradas en la Figura 5.8 y se sujetaron con el mismo tipo de tornillos, arandelas y par de apriete a 67 Nm controlado con la llave dinamométrica. Posteriormente fueron sometidas a ensayos de vibraciones con las mismas excitaciones impulsivas y armónicas descritas en los experimentos anteriores. Por brevedad, la Figura 5.46 muestra los resultados en el dominio de la frecuencia, en escala lineal y logarítmica para todo el ancho de banda, obtenidos desde el sensor S1 para las cinco secciones-I excitadas con una señal de ruido blanco.

5.5. Respuesta de diferentes secciones-I al ser excitadas con un ruido blanco

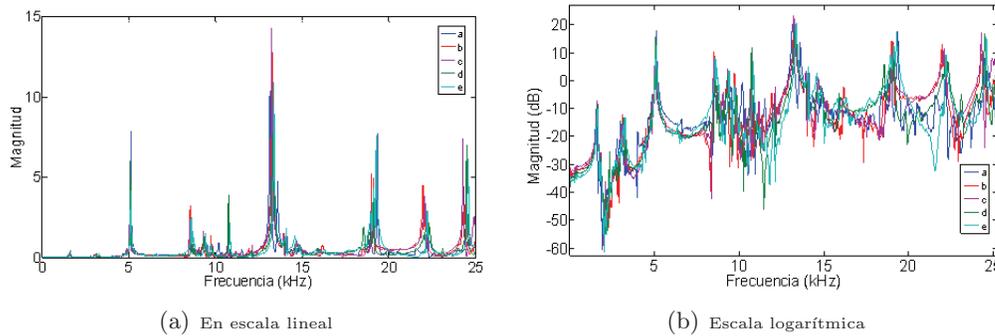


Figura 5.46: *Densidad espectral de potencia desde el sensor S1 para las vibraciones de cinco secciones-I tras ser excitadas con una señal de ruido blanco*

De las gráficas se puede ver como los espectros para las cinco secciones-I presentan resonancias similares, es decir, la señal espectral en todo el ancho de banda presenta un comportamiento similar en todos los casos. Sin embargo, al hacer un zoom sobre alguno de los picos de la señal, podemos ver como hay desviaciones en frecuencia considerables. La Figura 5.47 muestra un zoom realizado para en ancho de banda de 16 a 24 kHz en escala lineal y para el ancho de banda de 12 a 14 kHz en escala logarítmica.

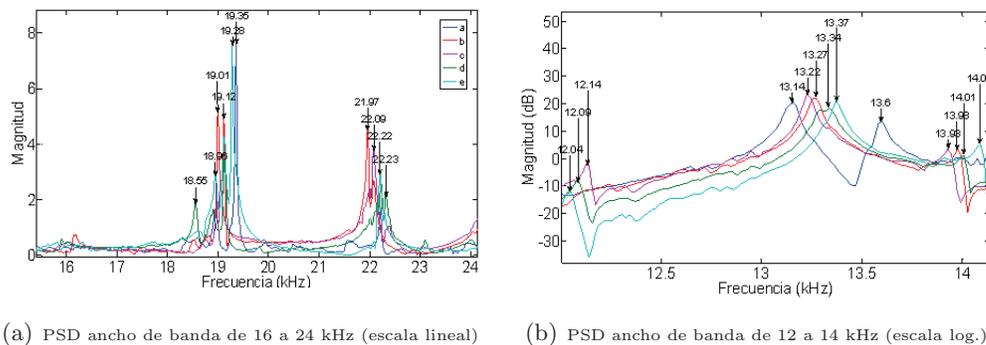


Figura 5.47: *Zoom de las densidades espectrales en diferentes anchos de banda*

Véase que las frecuencias de resonancia no son las mismas para diferentes secciones-I, sino que pueden desplazarse desde los pocos Hz en bajas frecuencias, hasta más de 500 Hz para frecuencias altas. Este resultado es importante y debe ser tenido en cuenta a la hora de aplicar los procedimientos para la detección de daño, explicados en el Capítulo 3 de esta Memoria, ya que todos estos procedimientos se basan en la posición de las frecuencias propias de la sección-I para un estado sano. Dependiendo de que tan pequeño sea el daño a detectar, debe tenerse en cuenta que cada sección-I sana tiene sus propias frecuencias de resonancia y que difieren de otras secciones-I también sanas.

Capítulo 6

Artificial damage detection on I-sections

This Chapter presents the results of applying the non-parametric statistical methods based on vibration signals described in Chapter 3 to I-sections with artificial damage. The artificial damage consisted of saw-cutting the edges of the web (close to the flanges) of the I-section segments, with cuts of four different depths. The specimens were instrumented with piezoceramic transducers in the same configuration as the previous experiment for healthy specimens (Chapter 5) and subjected to controlled white-noise random vibrations. The goal of these experiments was to assess the presence and magnitude of damage, Levels 1 and 4 of SHM. Further, an index of damage based on the results of statistical testing was proposed to predict the level of damage.

6.1. Artificial damage

As was mentioned in Section 2.3 of this Report, when a WPD damper is subjected to forced deformations along the axis of the damper due to seismic loading, the web of the steel segments of I-sections are subjected to out-of-plane flexural deformations in the plastic range. These plastic strains (i.e. the damage) are concentrated at the edges of the web near the flanges, as indicated by the shaded region in Figure 6.1. Under repeated cycles of deformation, the plastic strain concentration in these regions results in small cracks that progressively reduce the effective thickness of the web in its connection with the flange, leading to the failure of the element.

In order to simulate the aforementioned reduction of effective width of the web near the connections with the flanges, in laboratory-controlled conditions, two specimens (A1 and A2) were sawed consecutively with four different depths at the connection of the web and the flanges to represent four different levels of damage: D_1 , D_2 , D_3 and D_4 , as shown in Figure 6.2.

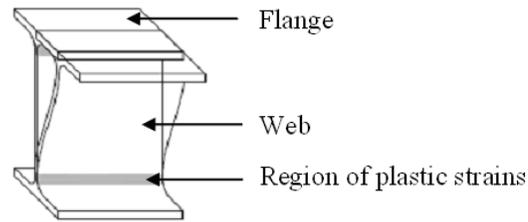


Figura 6.1: *Typical damage on I-section due to plastic strain concentration*



Figura 6.2: *Artificial damage on connection web-flanges made on the I-sections*

Figure 6.3 shows the detail of damage made on the specimens and Figure 6.4 shows the remaining width, t_r , of the web after the saw-cutting. Table 6.1 summarizes the values of t_r for each level of damage, the latter expressed by the ratio $100 \times (t - t_r)/t$, where t is the initial width of the web. The healthy or undamaged specimen used as baseline is called D_0 . At the severest level of damage, D_4 , the I-section was on the brim of breaking.



Figura 6.3: *Detail of artificial damage made on the I-sections*

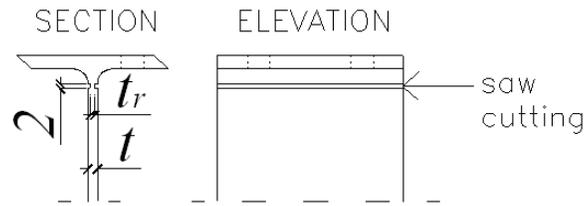


Figura 6.4: Remaining width, t_r , of the web after the saw-cutting (dimensions in mm)

Damage level	t_r (mm)	% damage
D_0	5	0 %
D_1	4	20 %
D_2	3	40 %
D_3	2	60 %
D_4	1	80 %

Tabla 6.1: Levels of damage induced in specimens A1 and A2

6.2. Boundary conditions set-up

The boundary conditions of the web of the I-shape steel section, when it is assembled with the auxiliary elements to form the WPD and subjected to axial loading, is clamped-clamped. These boundary conditions were reproduced in the setup shown in Figure 6.5, where both flanges of the I-section are prevented from displacing and rotating. Figure 6.6 shows some pictures of the setup of the experiment.

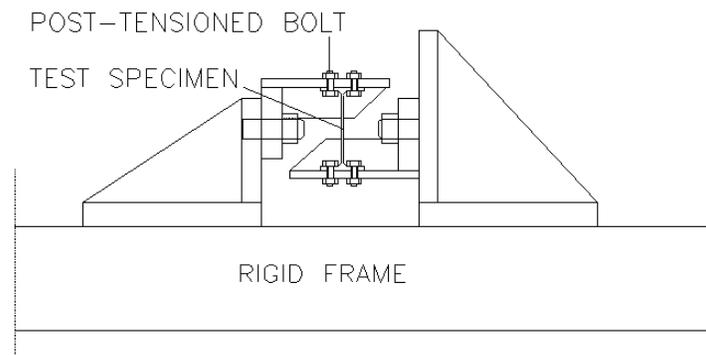


Figura 6.5: Boundary conditions for the experiment

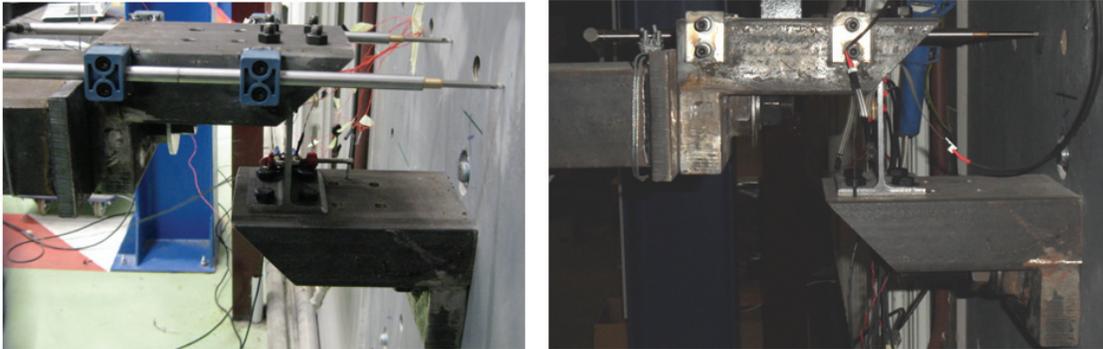


Figura 6.6: *Pictures of the experiment*

6.3. Vibration test set-up

The specimens were instrumented with piezoelectric ceramic transducers of the type PZT and model PI[®]PRYY+0220, which have a flat frequency response from 1,5 kHz to 25 kHz as demonstrated in Chapter 4 (Figures 4.15 and 4.16) of this Report. The PZT distribution on the specimens was the same as in a previous experiment described in Chapter 5 (Figure 5.7) of this Report: one actuator glued right in the centre of the web, and four sensors distributed on the opposite side of the I-section web, as shown in Figure 6.7.

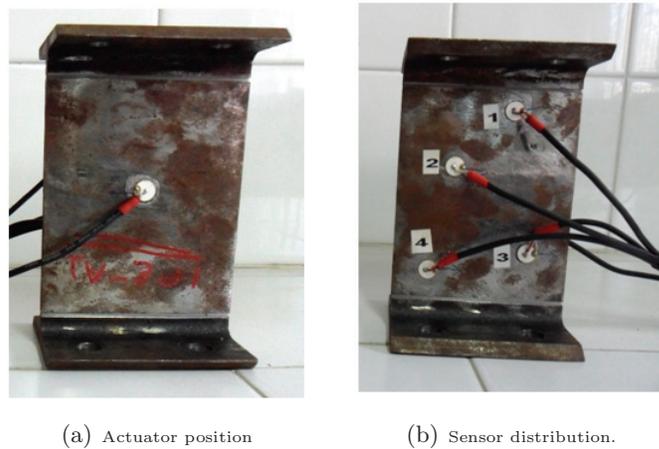


Figura 6.7: *Pictures of instrumented specimen*

The electronic system used to generate the excitation and record the vibration response at the sensors was the same as used in the experiment described in detail in Chapter ?? of this Report.

After each level of damage made (D_1, D_2, D_3, D_4), vibration tests were carried out to detect the presence of damage and evaluate its intensity. Each test involved exciting the specimen with a controlled white-noise vibration signal of [0-25] kHz bandwidth (BW) through a PZT actuator, and simultaneously recording the response at the four PZT sensors denominated S1, S2, S3 and S4. For both the excitation and response signals, the sampling frequency used was $f_s = 65536$ Hz, which corresponds to a sampling period of $\Delta t = 1,5 \times 10^{-5}$ s. The total number of data recorded was $N = 196608$, corresponding to 3 s of acquisition time. For statistical reasons, five vibration tests were carried out for each level of damage and for each specimen, using a different white-noise sequence in each but maintaining the same frequency content. After the vibration tests, the signals were suitably pre-processed by means of normalization, scaling and filtering processes for data conditioning purposes. These procedures are explained in Chapter 3 of this Report.

6.4. Experimental results

Following the procedure shown in the damage detection scheme of Figure 3.17, and applying the statistical tests explained in Section 3.4 of this Report, the non-parametric models PSD, $S(\omega)$, and FRF, $\hat{H}(j\omega)$, were estimated from the available data by means of a Welch estimator for each vibration signal collected during the vibration tests. Figure 6.8 shows the PSD and FRF spectra estimated from sensor S2 on specimen A1 for the undamaged state.

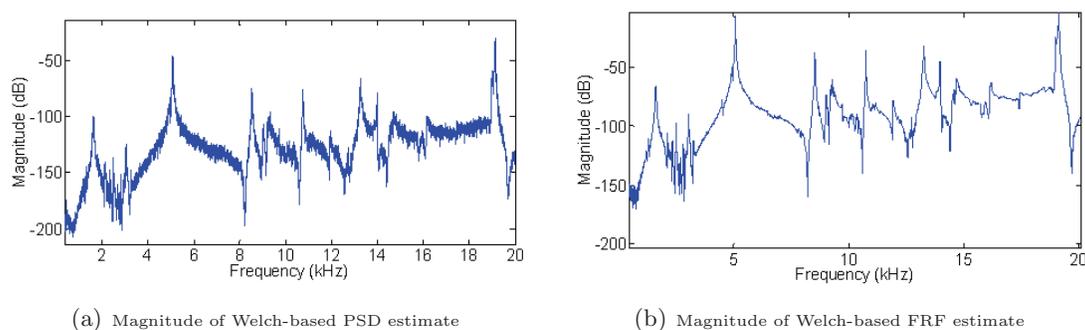
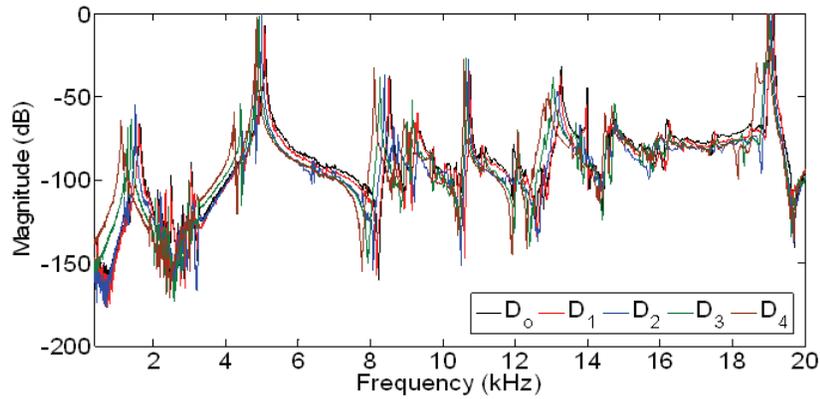


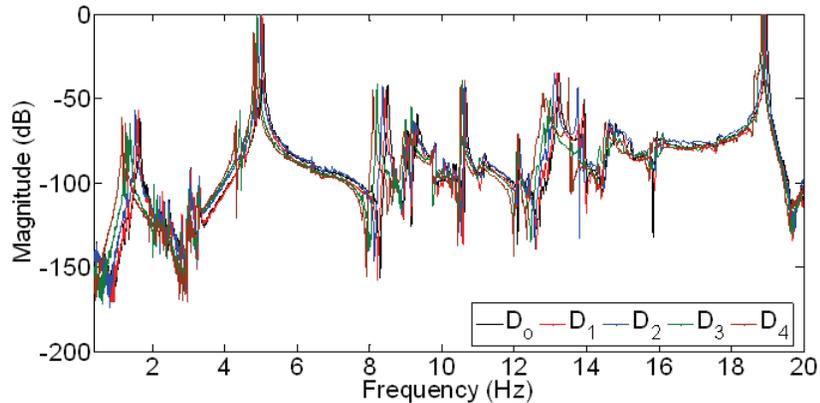
Figure 6.8: *PSD and FRF for the undamaged specimen A1 (D_0) at sensor S2*

The magnitude of the response signal was similar (about 150 mV) at all four sensor positions, i.e. the position of the sensor hardly affected the peak voltage amplitude in the vibration signals. As seen in Figure 6.8b, the magnitude of spectra estimated shows the frequency response without the spurious effects of white-noise excitation that the spectra of PSD estimation has (Figure 6.8a). The FRF spectra allows one to estimated better observe the frequency shifts in the resonances of the specimen that are attributable to damage.

The FRF estimate of the signals in the bandwidth [0,3-20] kHz was obtained for all levels of damage and compared with the corresponding spectrum for the undamaged specimen, (D_0) and the frequency shifts were analysed to determine each level of damage made. This comparison was carried out for the four sensors S1, S2, S3 and S4 and for both specimens, A1 and A2. Figure 6.9 shows the results obtained from sensor S2 for the two specimens (Figure 6.9a for specimen A1 and Figure 6.9b for specimen A2). It is clear for both specimens that, as expected, the damage produces a significant frequency shift of the magnitude of FRF spectra estimated. Also, the degree of shift of the spectra towards the left side is seen to increase consistently with the increased level of damage.



(a) Specimen A1



(b) Specimen A2

Figura 6.9: Magnitude of FRF spectra estimated for the undamaged specimen and for the four damage levels obtained from sensor S2

Figure 6.10 shows six different bandwidths of the FRF spectra estimated in which the resonance peaks are more sensitive to the presence of damage: $BW_1 = [1-2]$, $BW_2 = [4-6]$, $BW_3 = [7-9]$, $BW_4 = [10-11]$, $BW_5 = [12,3-13,7]$ and $BW_6 = [18,5-19,5]$ kHz.

These bands were selected for the posterior application of statistical analysis. In this Figure, the resonance frequencies for undamaged specimen and for final damage are marked. A zoom display of these bands is given in Figure 6.11.

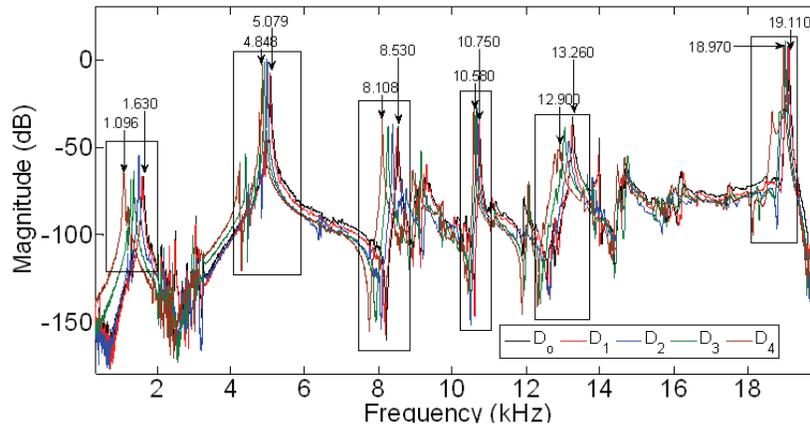


Figure 6.10: Relevant bandwidths of the magnitude of FRF spectra estimated from the signal of sensor S2 of specimen A1

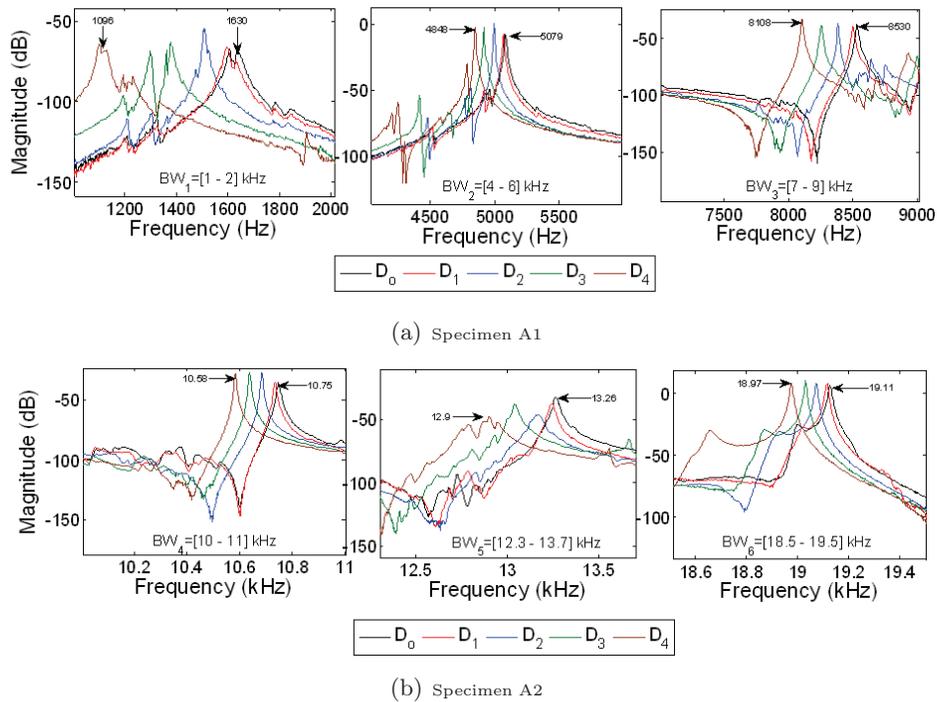


Figure 6.11: FRF-spectra estimation obtained from sensor S2 of specimen A1 for different frequency bands

A more detailed inspection of the bandwidth $BW_2=[4-6]$ kHz, shown in Figure 6.12, indicates that the resonant peak shifts towards the left side about 60 Hz for each level of damage, from about 5079 Hz for the undamaged specimen D_0 to 4848 Hz for the level of damage D_4 . This result confirms that these shifts in the frequency response were produced by the damage, making it possible to apply the statistical test. It is important to stress that for both the PSD and FRF based methods, the damage detection scheme is based on this frequency shift from a healthy state.

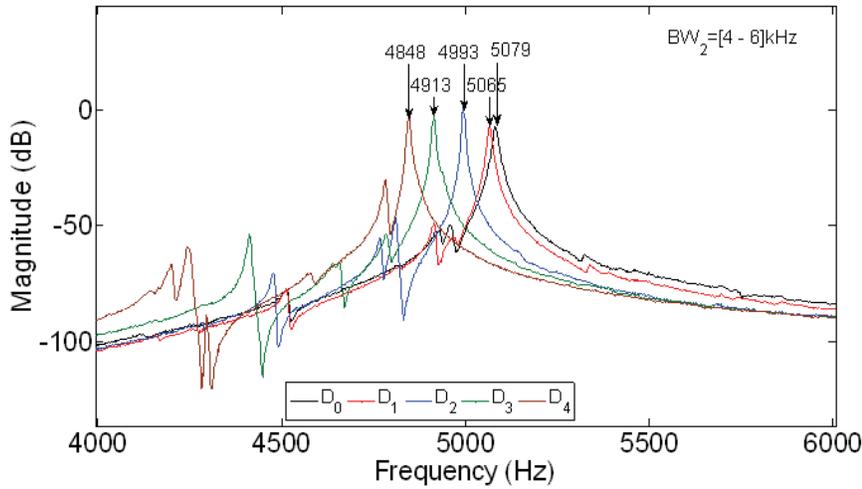


Figure 6.12: Magnitude of FRF spectra estimated for all levels of damage ($D_0 - D_4$). Specimen A1, sensor S2 and $BW_2 = [4 - 6]$ kHz

The statistical tests, $|Z|$ -statistic based on the FRF method and F -statistic based on the PSD method, already described in Section 3.3.4, were applied separately to each bandwidth BW_1 - BW_6 . The statistics obtained and the critical points (representing the risk level selected (α)) can be illustrated against the frequency, as shown in Figure 6.13.

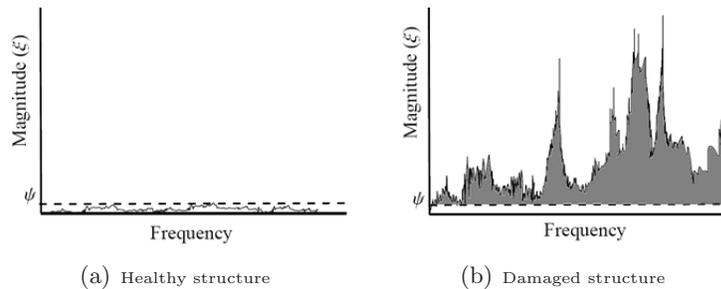


Figure 6.13: Graphic representation of the statistics, ξ

$\xi(\omega)$ represents the statistic spectra ($|Z|$ -statistic or F -statistic) and ψ is the critical point. If the entire spectra of the statistic remains inside the confidence interval, i.e. if the dashed horizontal line is not crossed (Figure 6.13a), the inspected specimen is considered to be healthy with the level of certainty associated with α . Otherwise, if a peak of the statistic spectra crosses the horizontal line (Figure 6.13b), the inspected specimen is considered damaged.

As an example, Figure 6.14a shows the statistical tests based on the PSD (in blue) and Figure 6.14b shows the statistical tests based on the FRF method (in red), both obtained for specimen A1 with the signal of sensor 2 and using the bandwidth BW_2 .

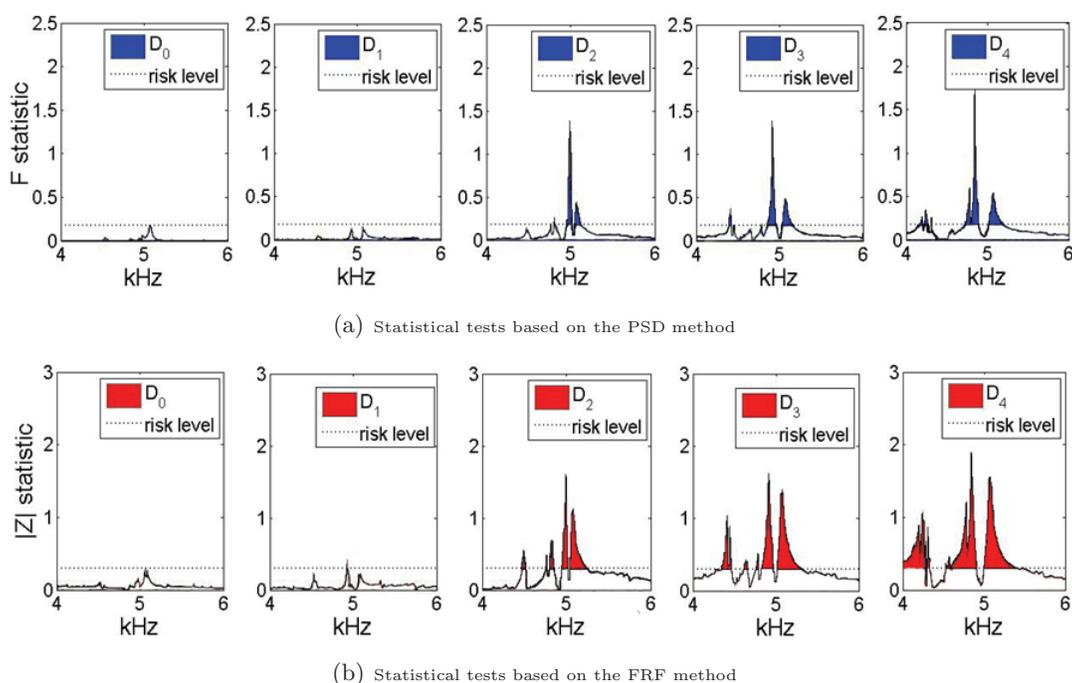


Figure 6.14: Application of the statistical tests based on the PSD and FRF methods to all the specimens with different levels of damage ($D_0 - D_4$). Specimen A1, sensor S2 and $BW_2 = [4 - 6]$ kHz

It can be clearly seen that the areas enveloped by the curves above the horizontal line determining the risk level increase as the levels of damage increases. That is, i.e. when the magnitude of damage increases, the area of the statistics increases proportionally. The consistent increase of these areas (shaded in blue for F -statistic or red for $|Z|$ -statistic) with the actual level of damage induced on the specimen suggests that this area can provide a good estimation of the level of damage of the specimen. Accordingly, an Area Damage Index, AID, is proposed to provide a quantitative measure of the level of damage and to estimate its intensity (Level 4 in SHM). The AID here proposed follows this Equation:

$$AID = \sum_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \xi(\omega), \quad \forall \xi(\omega) \geq \psi. \quad (6.1)$$

The correlation between the level of damage and the AID is confirmed by plotting the values of AID against the level of damage, as shown in Figure 6.15. Since the first damage level D_1 was very slight, only one peak slightly crossed the threshold line, and the resulting AID for D_1 was close to zero.

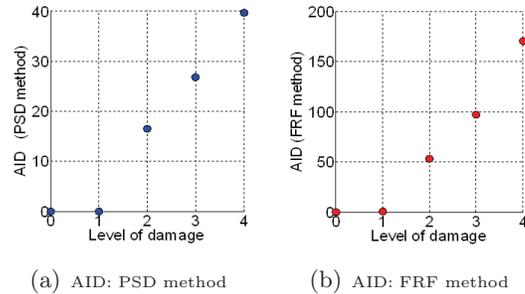


Figure 6.15: AID obtained for specimen A1 from sensor S2 in the bandwidth $BW_2=[4-6]$ kHz

Figure 6.16 shows the AID calculated with the statistical test based on PSD, while Figure 6.17 shows the AID calculated with the statistical test based on the FRF method, both from the signals obtained with the four sensors in the same bandwidth $BW_2=[4-6]$ kHz.

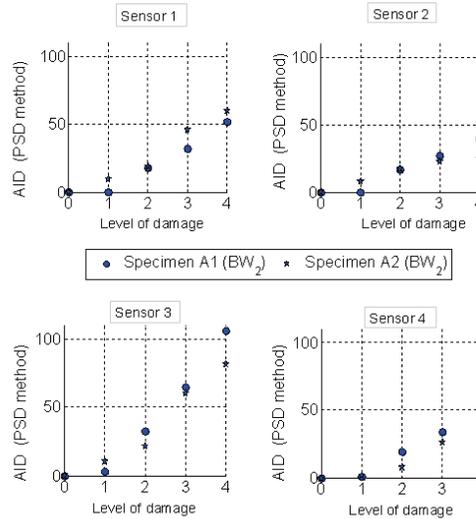


Figure 6.16: AID based on the PSD for all position sensors: Specimen A1 (circular mark) and specimen A2 (star mark) for all sensors, bandwidth $BW_2 = [4-6]$ kHz

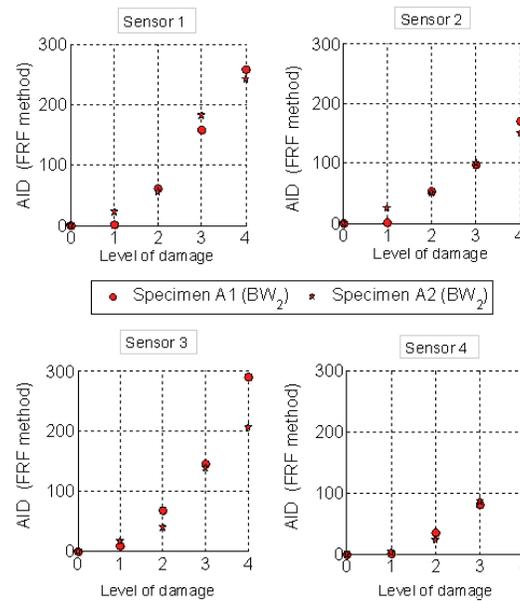


Figure 6.17: AID based on the FRF (bottom) method for all position sensors: Specimen A1 (circular mark) and specimen A2 (star mark) for all sensors-, bandwidth $BW_2 = [4-6]$ kHz

Although the range of values of AID varies according to the position of the sensor and the method used (PSD or FRF), in all cases there is an approximately linear relationship between AID and the level of damage. For a given bandwidth, the different range of values of AID depending on the position of the sensor can be attributed to its proximity to nodes or antinodes of the vibration mode whose frequency is associated with the band frequency.

As seen in to Figures 6.16 and 6.17, for bandwidth BW_2 , sensor 3 is located in the position most sensitive to damage since it presents the largest range of AID values. If the position of a sensor is close to a node of a vibration mode associated with a given frequency ω , this sensor can hardly capture the level of damage on the bandwidth around ω [18].

Finally, Figures 6.18, 6.19, 6.20 and 6.21 show the values of AID obtained for the six bandwidths of frequency selected in Figure 6.10. Figures 6.18 and 6.19 correspond to specimen A1 and Figures 6.20 and 6.21 to specimen A2. These results corroborate the aforementioned observation that the AID value varies with the choice of the frequency band used for its calculation. These figures summarize all the results obtained for the two specimens A1 and A2. Note that a very good correlation is seen between the AID and the real level of damage, and its sensitivity to the level of damage makes it suitable for future SHM real applications. It should be taken into account that there is a natural dependence between the position of the sensor and the range of frequency used.

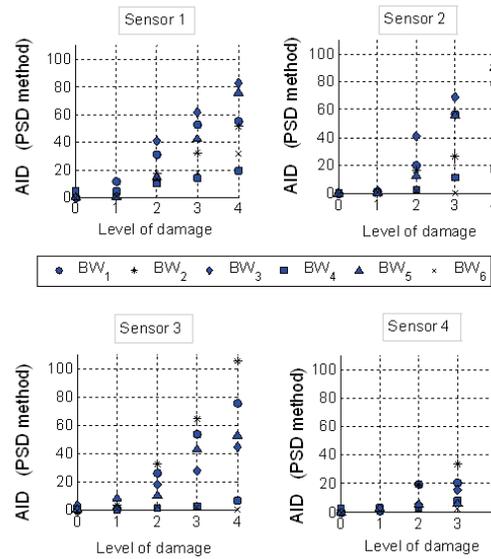


Figura 6.18: AID based on the PSD for specimen A1: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12,3 - 13,7]$ and $BW_6 = [18,5 - 19,5]$ kHz

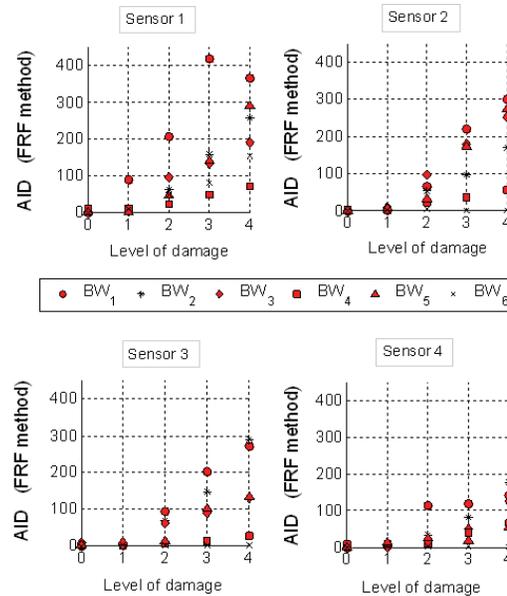


Figura 6.19: AID based on the FRF for specimen A1: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12,3 - 13,7]$ and $BW_6 = [18,5 - 19,5]$ kHz

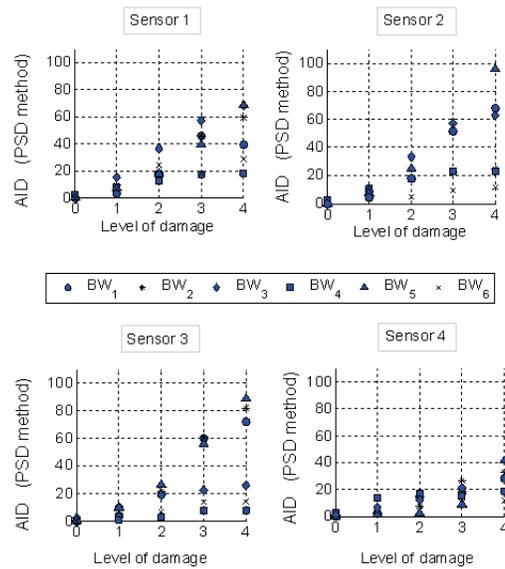


Figure 6.20: AID based on the PSD for specimen A2: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12,3 - 13,7]$ and $BW_6 = [18,5 - 19,5]$ kHz

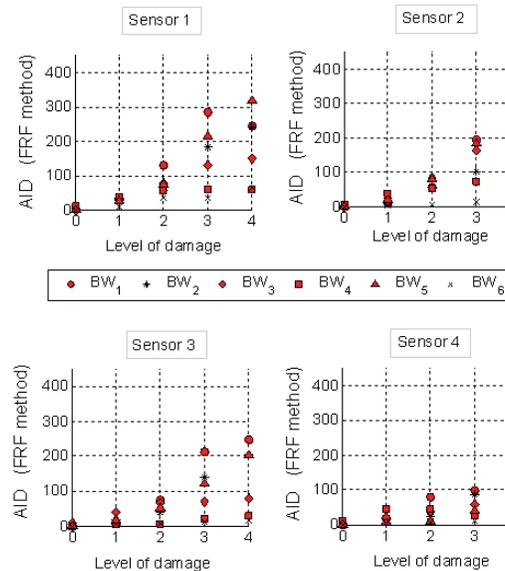


Figure 6.21: AID based on the FRF for specimen A2: Frequency bands $BW_1 = [1 - 2]$, $BW_2 = [4 - 6]$, $BW_3 = [7 - 9]$, $BW_4 = [10 - 11]$, $BW_5 = [12,3 - 13,7]$ and $BW_6 = [18,5 - 19,5]$ kHz

Capítulo 7

Damage detection on I-sections subjected to cyclic loads

This Chapter presents the results obtained from static tests conducted on several I-sections subjected to the action of a hydraulic actuator, which applies a pattern of cyclic loading that simulates the damage induced by seismic actions. The damage is concentrated at the edges of the web of the I-section near the flanges, as shown in Figure 1.4. The damage is caused by plastic deformation of the steel, and it is not visible until the element is approaching failure, as explained in Chapters 2 and 5. The goal of these experiments is to evaluate the level of damage on the I-section at several stages in the history of loading, and to evaluate the proximity to failure.

For this purpose, six stages of the cyclic loading, corresponding to different levels of damage, were considered. The applied force and the corresponding displacement were continuously recorded to obtain the load-displacement curve, which was decomposed into the so-called skeleton part and the Bauschinger part, to calculate an energy-based index of damage ID [11]. This mechanical index, ID, has been proven to accurately predict the level of damage and the proximity to failure of steel elements subjected to arbitrarily applied cyclic loads. However, obtaining the load displacement curve to calculate ID requires the use of costly instrumentation. For this reason, it is desirable to estimate the level of damage indirectly from simple vibration tests by using the alternative index, AID, that is found to be well correlated with ID.

Vibration tests were conducted on the I-sections at several steps of the cyclic loading. These vibration tests consisted of applying controlled white-noise random vibrations to the I-section. The signals were recorded and analyzed using a non-parametric *Frequency Response Function* (FRF) based method to obtain the vibration index AID explained in Section 6.4. The AID index obtained was compared with the mechanical index of damage ID, and a good correlation was found. Based on this correlation, simple formulae were proposed to estimate ID from the AID. As a result, it is shown that the level of damage on the I-section can be readily estimated from the signals recorded by piezo-ceramic sensors

permanently attached to the I-section that forms the hysteretic damper, by conducting simple vibration tests, and applying *Structural Health Monitoring* (SHM) strategies. In this way, the damage on the I-section under cyclic loading can be determined with no need to know the load-displacement relationship of the hysteretic damper, and without resorting to cumbersome and expensive instrumentation.

7.1. Boundary conditions set-up

The specimens (I-sections) were mounted in a set-up that is conceptually represented in Figure 7.1. Similarly to previous vibration tests presented in Chapters 5 and 6, the flanges of the I-section were fastened to two U-shaped sections by post-tensioning four high strength bolts with a torque of 67 Nm. One of the U-sections was securely fastened to a stiff reaction wall, and the other U-section was connected through a pin-joint to an MTS 250 kN capacity dynamic actuator as shown in Figure 7.1. The centerline of the actuator was contained in the horizontal plane of symmetry of the test specimen. The piston of the actuator was allowed to displace in the horizontal direction. A counterweight was installed to prevent the self-weight of the testing apparatus from loading the test specimen. A load cell installed between the actuator and the pin-joint measured the horizontal restoring force V opposed by the specimen when subjected to forced cyclic displacements. A displacement transducer connecting the upper flange of the I-section and the reaction wall provided the relative horizontal displacement δ between the upper and lower flanges of the test specimen. Figure 7.2 shows some pictures of the experimental set up. Figure 7.3 illustrates the general dynamic system and Figure 7.3b shows a detail of the hydraulic actuator.

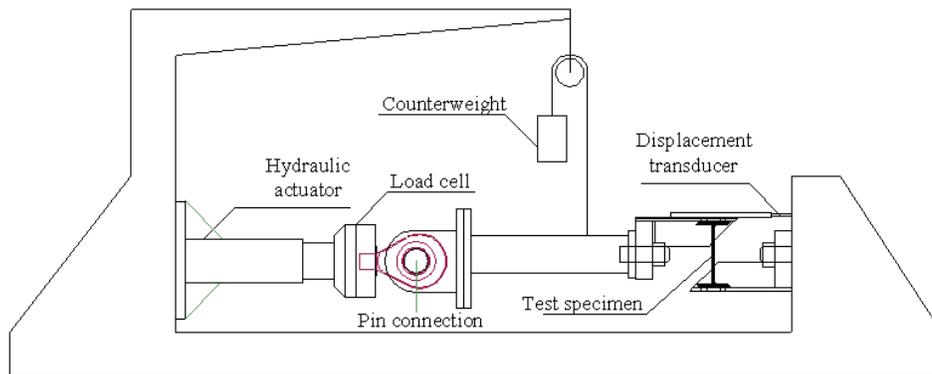
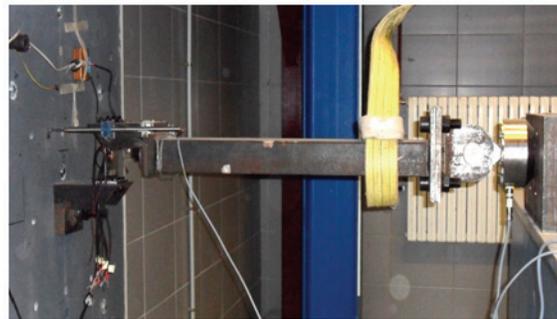


Figura 7.1: *Set-up of the experiment*

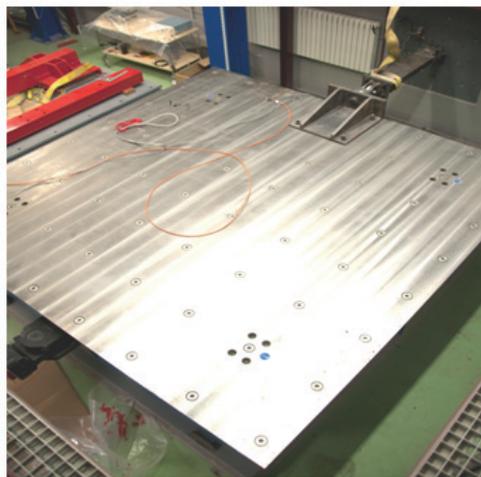


(a) General view



(b) Detail of the set-up

Figura 7.2: Pictures of the experimental set-up



(a) General dynamic system



(b) Detail of the hydraulic actuator

Figura 7.3: Dynamic system

7.2. Pattern of cyclic loading

Horizontal relative displacements were imposed with the actuator between the flanges of the specimen. The loading pattern consisted of successive cycles of increasing displacement amplitude, as shown in Figure 7.4, following the sequence $5\delta_y$, $10\delta_y$, $15\delta_y$, $20\delta_y$, $25\delta_y$ and $30\delta_y$. Here, δ_y ($=1,5$ mm) is the horizontal yield displacement of the specimen [11] calculated with the following Equation:

$$\delta_y = \frac{f_y h^2}{2tE}, \quad (7.1)$$

where f_y is the yield stress of the steel, E is its modulus of elasticity, and h and t are the height and web thickness of the I-section. The corresponding yield strength V_y of the I-section can also be estimated as follows [11]:

$$V_y = \frac{lt^2 f_y}{2h}, \quad (7.2)$$

where l is the length of the specimen. The cyclic rate applied by the actuator was 1/80 Hz. The qualitative level of damage attained by a given specimen after i cycles of loading is referred to as D_i in the horizontal axis of Figure 7.4. D_0 represents the initial undamaged state. Figure 7.5 shows some pictures of the pattern of displacements applied. Four I-sections were tested (called hereafter I1, I2, I3 and I4). Specimen I1 was subjected to five cycles and specimens I2, I3 and I4 to six cycles of displacement.

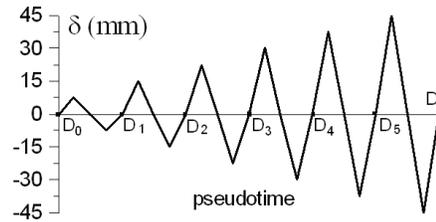


Figura 7.4: Loading history

7.3. Vibration tests

Before applying the cyclic loading on the test specimen, i.e. when the level of damage was D_0 , and at intermediate and/or final levels of damage D_i , the specimens were subjected to vibration tests. For specimens I1 and I2, vibration tests were conducted only at the end of the cyclic loading, while for specimens I3 and I4 vibration tests were carried out at the end of each cycle to investigate the progress of damage. To conduct the vibration tests, the web of the specimen was instrumented with two piezoelectric elements PZT.

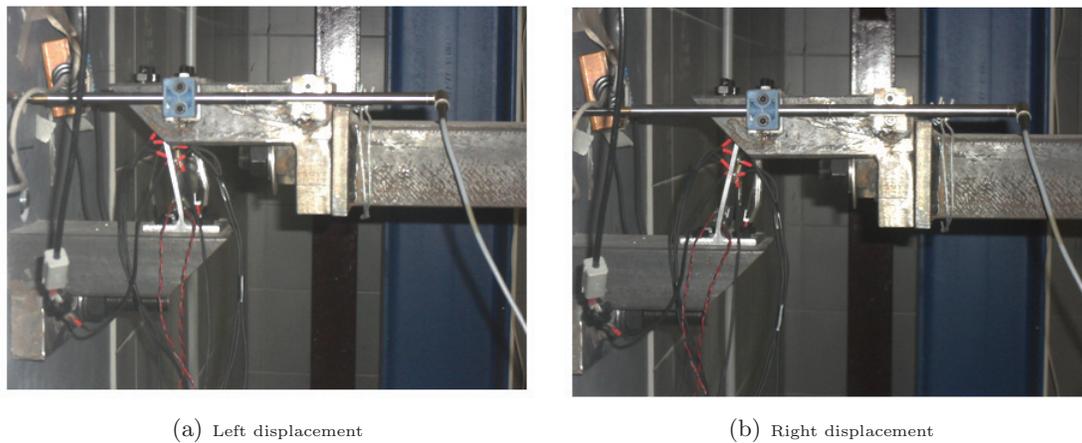


Figura 7.5: *Pattern displacement*

One PZT, model PI[®]PRYY+0842, was used as the actuator and glued on one side of the web of the I-section. Another PZT, model PI[®]PRYY+0220, was used as the sensor and glued on the opposite side of the web of the I-section. The location of the PZTs is shown in Figure 7.6 having been determined with the criterion of separating the PZT from the regions of largest plastic deformations in order to avoid damaging the PZT. In the specimens, maximum plastic strains were expected at both ends of the web of the I-section, while strains at the centre of the web are nominally zero. Therefore, the PZTs were placed at the centre of the web of the I-section. Figure 7.7 shows a picture of the instrumented specimens.

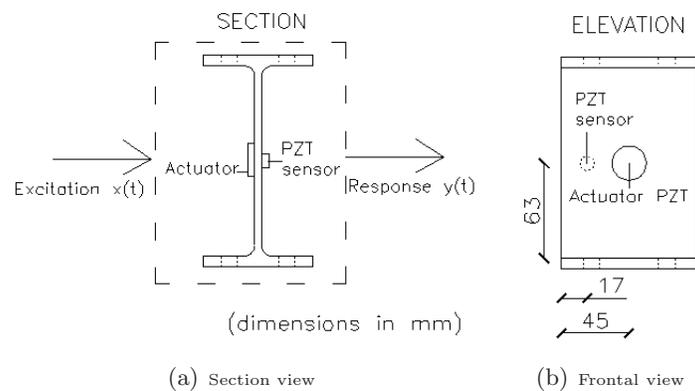


Figura 7.6: *Position of sensors on specimen*

The vibration tests followed the protocol of the vibration tests explained in Chapter 6, that is, the web of the I-section was excited with a controlled random vibration signal. The magnitude of the vibration signals recorded was about 3 V peak and the length of each re-



Figura 7.7: *Instrumented specimens*

cord was about 10 s. The sampling rate was 65536 samples per second. Five vibration tests were carried out for each level of damage D_i and for each specimen. A different white noise sequence was used in each of the five vibration tests. The signals recorded were suitably pre-processed for data conditioning purposes following the procedure described in Chapter 3. The electronic instrumentation and equipment used, both for signal generation and for signal acquisition, was the same as used in the experiments explained in detail in Chapter 6.

The frequency band width considered for the analysis of the signals was of 0,3–25 kHz. This frequency window contains at least 17 eigen-frequencies of the test specimen. It is worth noting that, although the four specimens were cut from the same profile, due to the hot rolling and manufacturing process of the I-sections, tolerances up to about $\pm 10\%$ from the nominal size can be expected. This fact was already explained in Chapter 5. Because of these variations on the nominal geometry, the eigen-frequencies of the four specimens before applying any damage were slightly different. Table 7.1 gives the values of four relevant eigen-frequencies used in this study for health monitoring purposes, as explained later.

Test specimen:	I1	I2	I3	I4
Mode 1	1,56	1,58	1,59	1,57
Mode 2	4,57	4,59	4,57	4,59
Mode 3	9,56	9,58	9,50	9,57
Mode 4	23,93	24,04	23,91	23,95

Tabla 7.1: *Eigen-frequencies (kHz) of the undamaged specimens*

7.4. Mechanical damage index ID

Previous works [11], [9] showed that the level of damage and the proximity to failure of steel elements (such as the I-sections used in this study for energy dissipation purposes) subjected to arbitrarily applied cyclic loading (such those imposed by earthquakes) can be reliably estimated by decomposing the force-displacement curve into the so-called skeleton and Bauschinger parts through an index of damage ID. However, measuring the force and the displacement of the hysteretic damper during an earthquake entails installing expensive instrumentation (load cells or strain gages, displacement transducers, etc.) on the dampers. This reduces one of the main advantages of hysteretic dampers –low cost– and would not be justified for a type of action –earthquake– whose probability of occurrence is very low. The way to decompose the load-displacement curve and to calculate the mechanical index of damage ID is explained next.

7.4.1. Decomposition of the load-displacement ($V - \delta$) curves

Figure 7.8 shows the typical load-displacement relationship, $V - \delta$, obtained from the cyclic tests. The $V - \delta$ curve exhibited by the test specimen up to a given level of damage D_i defined by point i of the coordinates $(V_i - \delta_i)$ can be decomposed into the so-called skeleton part and the Bauschinger part as shown in Figures 7.9a and 7.9b.

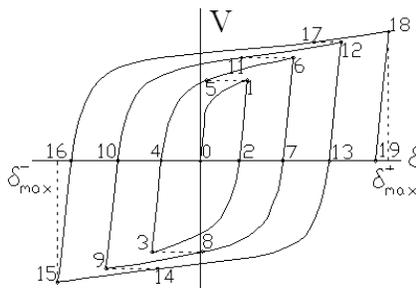


Figura 7.8: *Typical load-displacement relationship from the cyclic test*

The skeleton part (Figure 7.9a) is derived by connecting sequentially the segments 0-1, 5-6, 11-12, 17-18 in the positive domain, and 2-3, 8-9, 14-15 in the negative domain –which are the paths that exceed the load level attained by the preceding cycle in the same domain of loading. Segments 1-2, 6-7, 12-13, 18-19, 3-4, 9-10, and 15-16 are the unloading paths, whose slope coincides with the initial elastic stiffness $Ke(= V_y/\delta_y)$. For each domain of loading, the area enveloped by the skeleton curve up to a given point (V_i, δ_i) will be called ${}_sW_i^+$ and ${}_sW_i^-$.

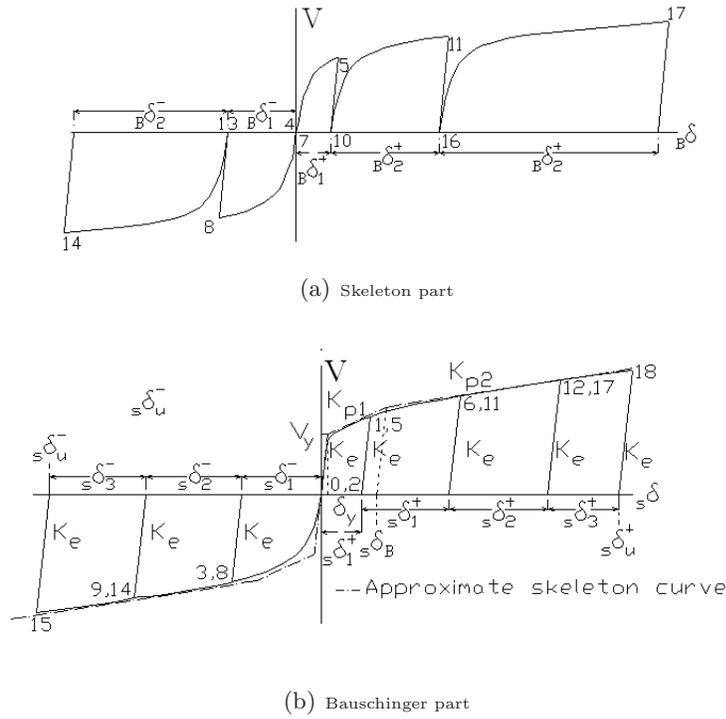


Figure 7.9: Decomposition of a typical $V - \delta$ curve

Segments 4-5, 10-11, and 16-17 in the positive domain, and 7-8, 13-14 in the negative domain of loading –which begins at $V = 0$ and terminates at the maximum load level previously attained in preceding cycles in the same loading domain– are the so-called Bauschinger part (Figure 7.9b). For each domain of loading, the sum of the areas enveloped by the Bauschinger part up to a given point (V_i, δ_i) will be referred to as ${}_B W_i^+$ and ${}_B W_i^-$. The sum ${}_S W_i^+ + {}_B W_i^+$ in the positive domain, and ${}_S W_i^- + {}_B W_i^-$ in the negative domain, gives the total plastic strain energy dissipated by the I-section in each domain of loading. For convenience, these energies can be expressed in non-dimensional form in terms of the new ratios ${}_S \bar{\eta}_i^+$, $\bar{\eta}_i^+$, ${}_S \bar{\eta}_i^-$, $\bar{\eta}_i^-$ defined as follows [11]:

$${}_S \bar{\eta}_i^+ = \frac{{}_S W_i^+}{V_y \delta_y} \quad (7.3)$$

$$\bar{\eta}_i^+ = \frac{{}_S W_i^+ + {}_B W_i^+}{V_y \delta_y} \quad (7.4)$$

$${}_S \bar{\eta}_i^- = \frac{{}_S W_i^-}{V_y \delta_y} \quad (7.5)$$

$$\bar{\eta}_i^- = \frac{{}_S W_i^- + {}_B W_i^-}{V_y \delta_y}. \quad (7.6)$$

7.4.2. Evaluation of mechanical damage through an energy-based index ID

In [11] it is demonstrated that the level of mechanical damage in a metallic damper subjected to arbitrarily applied cyclic loading up to a point i (V_i, δ_i) can be accurately predicted by means of the following index:

$$ID_i = \max\{\bar{I}\bar{D}_i^+, \bar{I}\bar{D}_i^-\}, \quad (7.7)$$

where

$$\bar{I}\bar{D}_i^+ = \frac{\bar{\eta}_i^+}{\bar{\eta}_u^+} \quad (7.8)$$

$$\bar{I}\bar{D}_i^- = \frac{\bar{\eta}_i^-}{\bar{\eta}_u^-}. \quad (7.9)$$

In Equations (7.8) and (7.9), $\bar{\eta}_u^+$ and $\bar{\eta}_u^-$ represent the ultimate energy dissipation capacity of the damper, which depends on the values of ${}_s\bar{\eta}_i^+$, $\bar{\eta}_i^+$, ${}_s\bar{\eta}_i^-$, $\bar{\eta}_i^-$ and on two empirical parameters a and b related to the material properties of the steel and the geometry of the I-section. A detailed explanation of these parameters and their value for the type of damper investigated in this study can be found in [11]. The value $ID_i = 0$ indicates no damage, while $ID_i = 1$ means complete failure. The values of the mechanical index of damage ID_i calculated for the damage levels D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 and D_6 according to [11] are summarized in Table 7.2.

Specimen:	I1	I2	I3	I4
D_1			0,02	0,02
D_2			0,08	0,08
D_3			0,18	0,22
D_4			0,33	0,41
D_5	0,54		0,51	0,62
D_6		0,72	0,67	0,81

Tabla 7.2: Values of the index of damage ID

7.5. Experimental results of vibration test

Previous results obtained by applying artificial damage to the I-sections and described in Chapter 6 showed that the statistical time series method for damage detection based on FRF, which does not take into account the spurious effects of the white-noise excitation, is a good method to detect the presence of damage in the I-section.

In these experiments it was shown that when the magnitude of damage increases, the area of $|Z|$ -*statistic* increases proportionally in some frequencies sensitive to damage; thus, an Area Index Damage, AID, was proposed to estimate the intensity of the damage (Level 4 in SHM). This index AID is now compared below with the mechanical index ID.

For this purpose, the magnitude of FRF was obtained for the vibration signals of all specimens (I1 to I4) and for all states of damage (D_0 to D_6). As an example, Figure 7.10 shows the magnitude of FRF spectra estimated from the pre-processed signals obtained for each level of damage, in the whole bandwidth $BW = [0, 3-25]$ kHz for specimen I4. In Figure 7.10, four regions of the spectra considered more sensitive to damage are selected. The selection of these regions was made on the basis of previous finite element calculations which indicated that the shape of the vibration modes associated with these frequency ranges provided the largest displacements at the location of the PZTs.

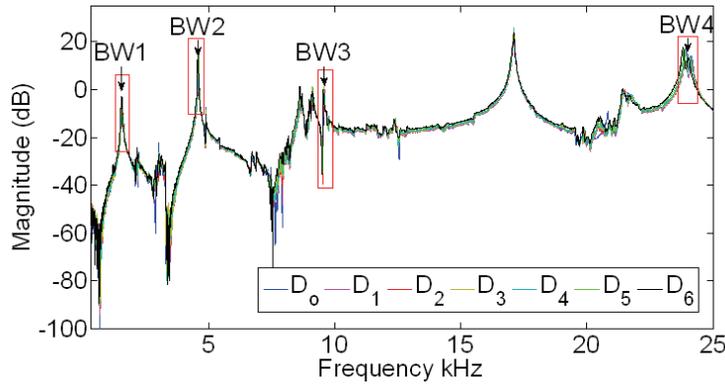


Figure 7.10: Magnitude of FRF spectra estimated for specimen I4 for all levels of damage, highlighting bandwidths sensitive to damage in a red box

The bandwidths of these selected regions were: $BW1 = [1,4 - 1,7]$, $BW2 = [4,4 - 4,7]$, $BW3 = [9,4 - 9,7]$ and $BW4 = [23,4 - 24,7]$ kHz. Figure 7.11 shows zooms of these frequency bandwidths, where a clear and progressive shift of the frequency response can be observed. The frequency clearly increases with the level of damage. It can be seen that the total frequency shift from the undamaged structure, D_0 , to damage level D_6 , is only about 40 Hz in the first frequency bands, BW1 and BW2, then around 100 Hz in BW3 and about 190 Hz in BW4.

It is note worthy that the frequency shift for the artificial damage analyzed in Chapter 6 was much greater, about 600 Hz for first band width. This difference is attributable to the different nature of the damage (i.e. saw-cutting versus damage caused by cumulative plastic strains).

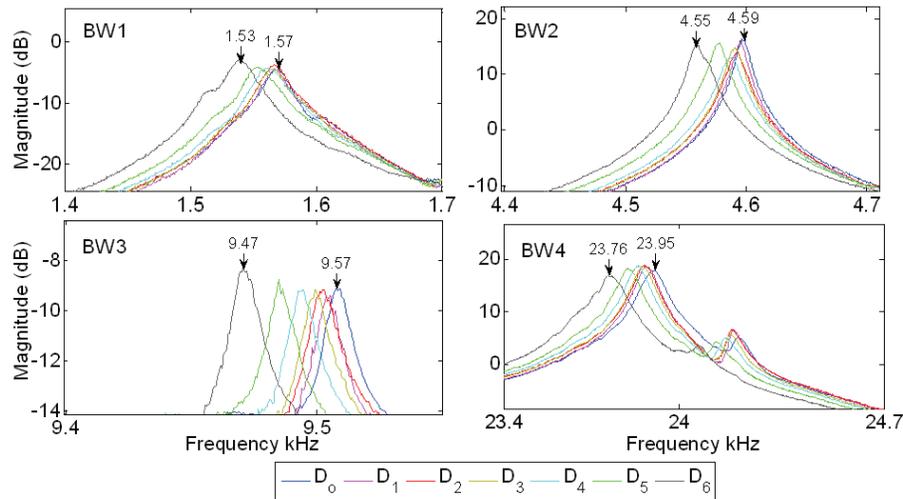


Figure 7.11: Detail of four bandwidths sensitive to damage selected from the magnitude of FRF spectra estimated in specimen I4 for the levels of damage D_0 , D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 , D_6

The statistical non-parametric test based on FRF presented in Section 3.3.4 was applied to each specimen and for each bandwidth BW1-BW4. As an example, Figures 7.12, 7.13 and 7.14 show the statistical test results at the frequency band $BW2 = [4,4 - 4,7]$ kHz for specimen I4.

It can be clearly seen that the area of the statistical test, $|Z|$ -statistic, increases as the level of damage increases. This area governs the value of the index of damage AID as defined by Equation (6.1).

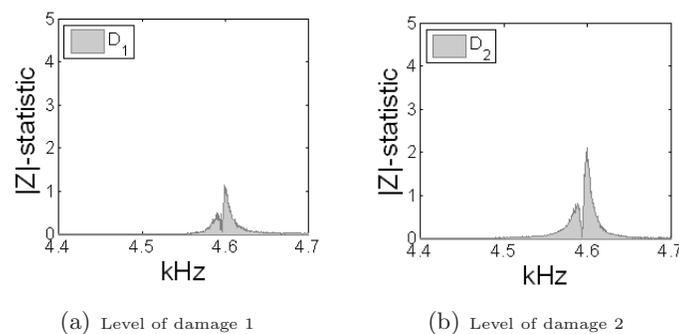


Figure 7.12: Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 1 and 2 for the specimen I4 and $BW2=[4,4-4,7]$ kHz

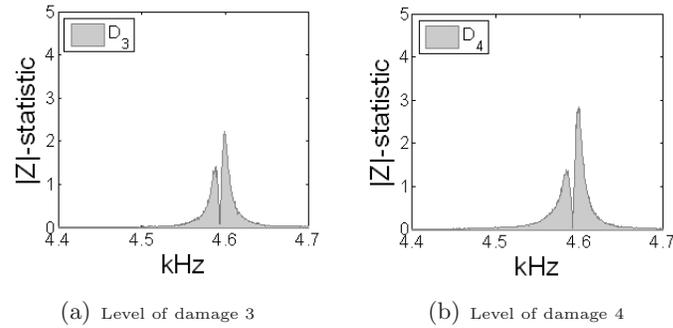


Figure 7.13: Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 3 and 4 for the specimen I_4 and $BW2=[4,4-4,7]$ kHz

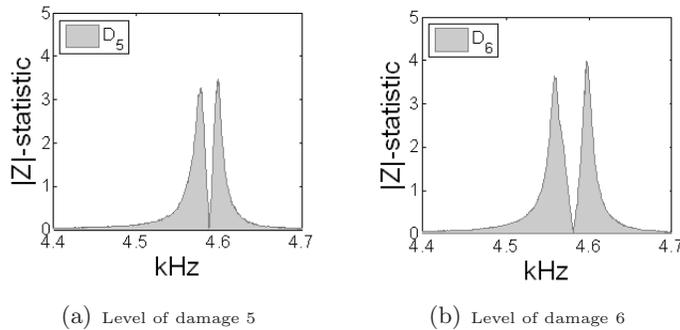


Figure 7.14: Application of the FRF-based statistical test to levels of damage 5 and 6 for the specimen I_4 and $BW2=[4,4-4,7]$ kHz

Table 7.3 summarizes the values of the index AID calculated in each frequency band BW1 to BW4 and the qualitative level of damage D_i for the four specimens tested (I1, I2, I3, I4).

It is seen that the range of values of AID depends on the frequency band considered. The range is similar for bandwidths BW1, BW2 and BW3 (between approximately 25 and 300), but increases notably for BW4 (between 230 and 1300). This means that the highest frequency band is the most sensitive to damage. It is also worth noting that the values of index AID for the same level of damage D_i (and especially for D_6) are similar among the four specimens, indicating that the technique applied to the specimen is robust.

7.6. Correlation between the indexes ID and AID

In Figures 7.15 and 7.16, the index AID is represented against the index of damage ID for the four frequency ranges investigated. It is clear from the figures that the relation between AID and ID for the four specimens in each frequency band can be approximated by a single curve/line. This means that the AID-ID relationship follows a clear and common

Bandwidth (kHz)	Specimen Damage level	I1	I2	I3	I4
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_1			49,49	25,81
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_2			48,72	36,05
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_3			50,58	38,58
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_4			63,34	71,47
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_5	107,05		116,05	150,17
$BW1 = [1,4 - 1,7]$	D_6		281,83	266,21	321,38
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_1			62,69	34,13
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_2			86,92	68,36
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_3			109,86	85,09
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_4			157,65	116,07
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_5	155,15		217,04	212,98
$BW2 = [4,4 - 4,7]$	D_6		309,62	295,35	287,94
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_1			118,70	72,37
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_2			86,52	111,68
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_3			128,89	126,75
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_4			163,55	157,47
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_5	189,32		207,90	236,62
$BW3 = [9,4 - 9,7]$	D_6		278,49	273,63	312,64
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_1			297,77	237,16
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_2			390,22	503,03
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_3			449,57	543,27
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_4			658,974	777,45
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_5	906,06		932,45	1051,62
$BW4 = [23,4 - 24,7]$	D_6		1409,00	1291,78	1285,76

Tabla 7.3: Values of index AID

pattern irrespective of the specimen considered. Except in the lowest frequency range, in which the relation between AID and ID follows an approximately logarithmic law, in all the other frequency ranges the relation between AID and ID is clearly linear and can be approximated by the following Equations:

– Frequency ranges $[4,4 - 4,7]$ and $[9,4 - 9,7]$ kHz:

$$ID = 0,0035AID - 0,25 \quad (7.10)$$

– Frequency range [23,4 – 24,7] kHz:

$$ID = 0,00075AID - 0,20 \tag{7.11}$$

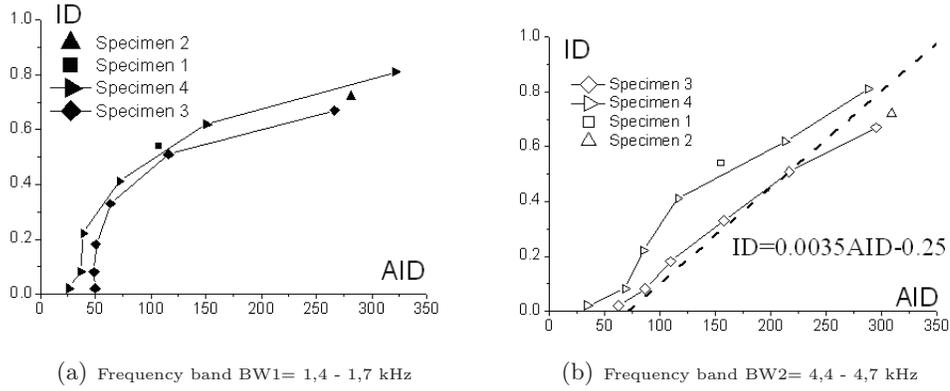


Figure 7.15: *ID vs. AID in frequency bands BW1 and BW2*

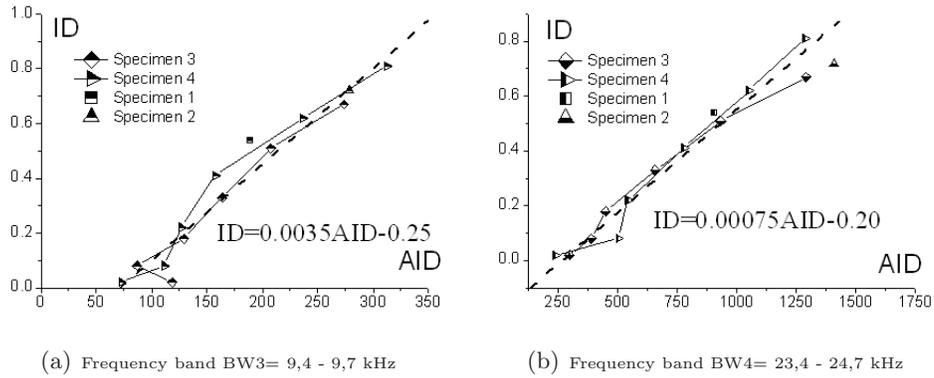


Figure 7.16: *ID vs. AID in frequency bands BW3 and BW4*

Comparing Figures 7.15b, 7.16a and 7.16b, it is clear that the fit to a straight line improves as the frequency range increases. Among the four frequency ranges investigated, the band between 23,4 – 24,7 kHz exhibits the highest sensitivity to damage, and the best fit of AID/ID points to a straight line. These facts make the frequency band 23,4 – 24,7 kHz the preferable one to monitor the damage on the specimen. Once the index AID is calculated in this range, the corresponding index of mechanical damage ID can be readily obtained with Equation (7.11).

Capítulo 8

Detección de daño en secciones-I sujetas a cargas sísmicas

Este Capítulo presenta los resultados obtenidos al aplicar la técnica de vibraciones, explicada en el Capítulo 3, a la de detección y estimación del daño a segmentos de perfiles de acero de sección-I sometidos a la acción de cargas dinámicas arbitrarias de tipo sísmico de diferentes intensidades.

Para validar la eficacia y robustez de la técnica de diagnóstico de daño a partir de ensayos de vibraciones desarrollada en Capítulos anteriores, se ensayaron segmentos de perfil de acero de sección-I bajo historias de desplazamientos dinámicos arbitrarios de tipo sísmico. Para simular de la forma más realista posible el tipo de cargas que un terremoto real impone a los segmentos de sección-I, se ensamblaron varios segmentos de acero formando cuatro disipadores tipo WPD descritos en el Capítulo 2, que a su vez se instalaron en una subestructura porticada de hormigón armado. La subestructura con los disipadores WPD se sometió a sucesivas simulaciones sísmicas con la mesa sísmica del *Laboratorio de Estructuras* del *Departamento de Mecánica de Estructuras e Ingeniería Hidráulica* de la *Universidad de Granada*. La descripción de la subestructura porticada empleada, la descripción detallada del montaje, el criterio de proyecto de los disipadores WPD, así como el análisis de la respuesta de la estructura está fuera del ámbito de esta Tesis, y puede consultarse en [10]. Este Capítulo se limita pues, a la evaluación del daño en los segmentos de perfil metálico de sección-I, sometidos a acciones dinámicas que siguen un patrón de desplazamientos del tipo “terremoto real”.

La subestructura de hormigón armado con los disipadores WPD montada sobre la mesa sísmica, se sometió a cuatro simulaciones sísmicas consecutivas y de magnitud ascendente. En todas las simulaciones la mesa reprodujo un acelerograma registrado en *Calitri* (Italia) durante el terremoto de *Campano-Lugano*, escalado en aceleración a diferentes valores pico (PGA) de valor creciente. Se provocaron de esta forma cuatro niveles de daño sobre segmentos de perfil metálico de sección-I que formaban los disipadores.

Al igual que el daño provocado directamente sobre las secciones-I con historias de carga estática de tipo cíclico como las descritas en el Capítulo 7 de esta Memoria, el daño causado por una carga sísmica no es detectable a simple vista y se debe a la deformación plástica del acero. Todo el daño sufrido por el disipador WPD se concentra en las secciones-I, concretamente en las uniones entre el alma y las alas de la sección-I (Figuras 1.4, 2.33).

En estos experimentos con cargas dinámicas se siguió el mismo procedimiento de los experimentos anteriores con cargas estáticas de tipo cíclico y con daño artificial (Capítulos 6 y 7). Se realizaron ensayos de vibraciones después de cada simulación sísmica, es decir, tras aplicar un determinado nivel de daño. Las vibraciones fueron inducidas aplicando señales de ruido blanco a través de un actuador piezo-eléctrico pegado en una cara del alma de la sección-I, y la vibración de respuesta se midió mediante un sensor piezoeléctrico ubicado en la cara opuesta.

Las señales adquiridas fueron preprocesadas para posteriormente aplicar el método no paramétrico basado en la *función de respuesta en frecuencia* FRF y el test estadístico de descrito en la Sección 3.4. Finalmente se calculó el índice de daño de vibraciones AID descrito en la Sección 6.4.

8.1. Descripción del experimento

Para aplicar las cargas dinámicas de tipo sismo a los segmentos de acero de perfiles de sección-I, éstos se ensamblaron formando cuatro disipadores de tipo WPD que a su vez se montaron sobre una subestructura de hormigón armado tal como se muestra en la Figura 8.5. En [10] se puede encontrar información detallada de la subestructura porticada empleada, del montaje y el criterio de proyecto de los disipadores WPD, así como de la respuesta de la estructura.

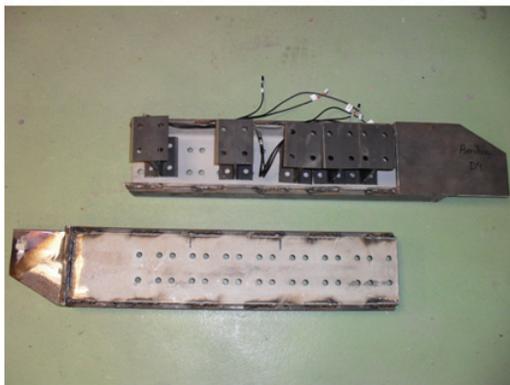
Los segmentos de perfiles metálicos de sección-I que forman los disipadores WPD se sometieron a cuatro simulaciones sísmicas en las cuales la aceleración máxima de la mesa sísmica se escaló al 100 %, 200 %, 300 % y 350 % del valor del acelerograma original (0,16 g). Después de cada simulación sísmica se realizaron ensayos de vibraciones en los segmentos de perfil de sección-I, registrando por lo tanto cuatro niveles de daño, en los disipadores D1, D2, D3 y D4. Cabe señalar que cada simulación sísmica se hizo sobre la estructura que estaba ya sometida a las simulaciones sísmicas anteriores, por lo que el daño fue acumulativo. La Tabla 8.1 muestra la relación del nivel de daño caracterizado cualitativamente como D0, D1, D2, D3 y D4, con el nivel de la simulación sísmica aplicada, éste último en términos de aceleración máxima aplicada a la mesa sísmica expresada como porcentaje de la aceleración máxima del acelerograma original (sin escalar). Antes de la simulación correspondiente al 100 % se hizo una simulación previa escalando el acelerograma al 50 % con el fin de calibrar la mesa y comprobar el sistema de adquisición de datos. Previamente se había comprobado mediante cálculos numéricos, que para una simulación

con el terremoto escalado al 50 %, los segmentos de perfil de sección-I se mantendrían en régimen elástico (es decir, sin daño) y por ello no se realizaron ensayos de vibraciones en los disipadores tras esta simulación inicial al 50 %.

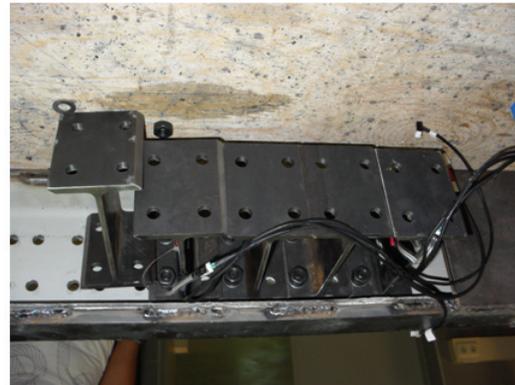
Nivel daño	50 %	100 %	200 %	300 %	350 %
D0	-	-	-	-	-
D1	X	X			
D2	X	X	X		
D3	X	X	X	X	
D4	X	X	X	X	X

Tabla 8.1: Relación del nivel de daño con el porcentaje de magnitud de las cargas sísmicas soportadas

La Sección 2.3 de esta Memoria describe las partes y la forma de ensamblar los segmentos de perfil de sección-I con los elementos de acero auxiliares para formar los disipadores WPD. Para mayor claridad, en la Figura 8.1 se muestran las partes que forman el disipador y su disposición antes de ser ensambladas.



(a) Secciones-I y barras de soporte auxiliares



(b) Disposición de las secciones-I sobre la barra auxiliar

Figura 8.1: Partes que forman un disipador WPD y su ensamblaje

La Figura 8.2 muestra el proceso de ensamblaje y sujeción de las piezas con los tornillos para formar el disipador. La Figura 8.3 muestra los disipadores ya ensamblados que fueron usados en el experimento.



Figura 8.2: *Proceso de ensamblaje de las piezas para formar el disipador WPD*



(a) *Disipador para la planta inferior*



(b) *Disipador para la planta superior*



(c) *Vista lateral del disipador ensamblado*

Figura 8.3: *Disipadores WPD ensamblados*

Los disipadores instalados en la planta baja de la subestructura (Figura 8.5) están formados por 10 segmentos de perfil de sección-I y los de la planta alta, por 8 segmentos de sección-I.

La geometría de los segmentos de sección-I es la misma de los segmentos empleados para los ensayos con cargas estáticas y que se han descrito ya en Capítulos anteriores.

Una vez ensamblados, los disipadores WPD se montaron en la subestructura porticada, soldándolos a unas cartelas de acero tal como se muestran en la Figura 8.4.



Figura 8.4: *Detalle de la fijación del disipador WPD a la chapa de sujeción entre los nudos viga-pilar de la estructura principal del edificio*

8.2. Historias de carga aplicada

De los cuatro disipadores WPD que se instalaron en la subestructura porticada de hormigón armado, tres de ellos tenían segmentos de perfil de sección-I instrumentados con sensores piezoeléctricos para realizar ensayos de vibraciones. Los disipadores WPD con segmentos de perfiles de sección-I instrumentados fueron los dos de la planta baja y uno de la planta primera, tal como se muestra en la Figura 8.5. Los segmentos de perfil metálico de sección-I instrumentados en cada disipador se han identificado como I1, I2, I3, I4 y I5 en la Figura 8.5.

En las Figuras 8.6, 8.7, 8.8 y 8.9 se muestran las historias de desplazamientos impuestos que se aplicaron a los diferentes segmentos de perfil metálico de sección-I que formaban los disipadores. Estos desplazamientos representan el movimiento relativo entre las alas de los perfiles de sección-I medido en la dirección del eje del disipador WPD en el que estaban montados (es decir, en una dirección perpendicular al plano del alma del perfil).

La historia de desplazamientos impuestos aplicados a cada disipador WPD en cada simulación sísmica no fue exactamente la misma, ni siquiera para los dos disipadores WPD instalados en la planta baja. Por ello las Figuras 8.6 a 8.9 muestran la historia de desplazamientos impuestos en cada uno de los tres disipadores para cada una de las cuatro simulaciones sísmicas correspondientes al terremoto original de *Calitri* escalado al 100 %,

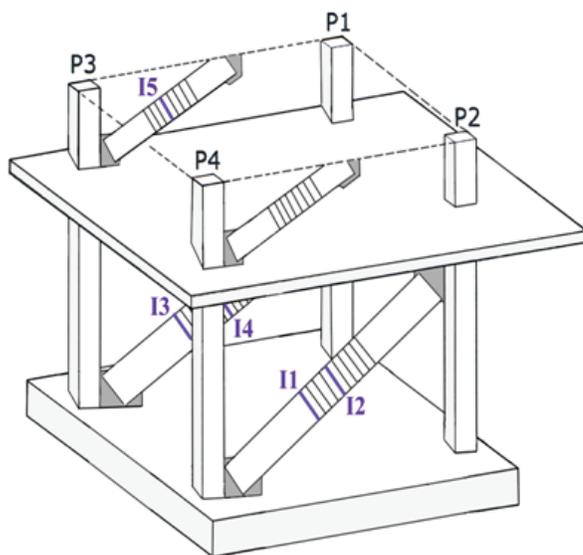


Figura 8.5: Esquema de la estructura indicando la posición de las cinco secciones-I instrumentadas

200 %, 300 % y 350 %. Como se observa en las Figuras 8.6 a 8.9 y a diferencia de los ensayos estáticos con cargas cíclicas descritos en Capítulos anteriores, en este caso la carga se aplicó de forma dinámica y los ciclos de desplazamiento impuesto siguen un patrón arbitrario.

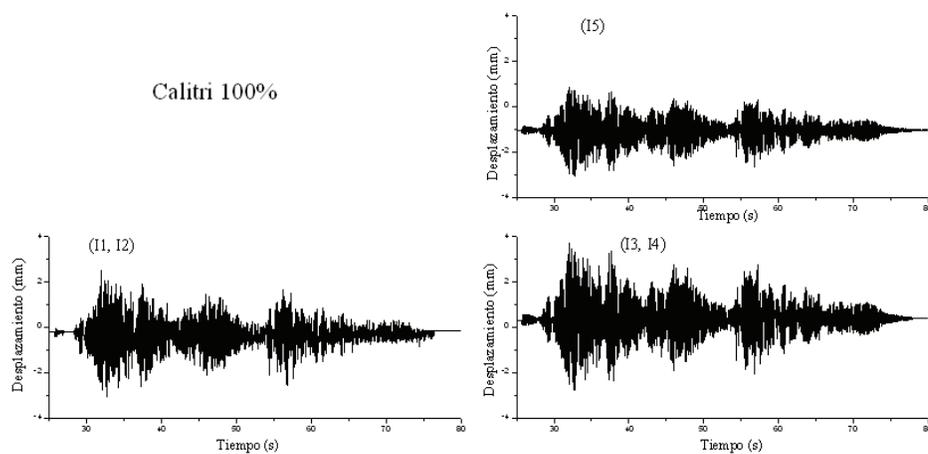


Figura 8.6: Historias de desplazamiento impuestas en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 100 %

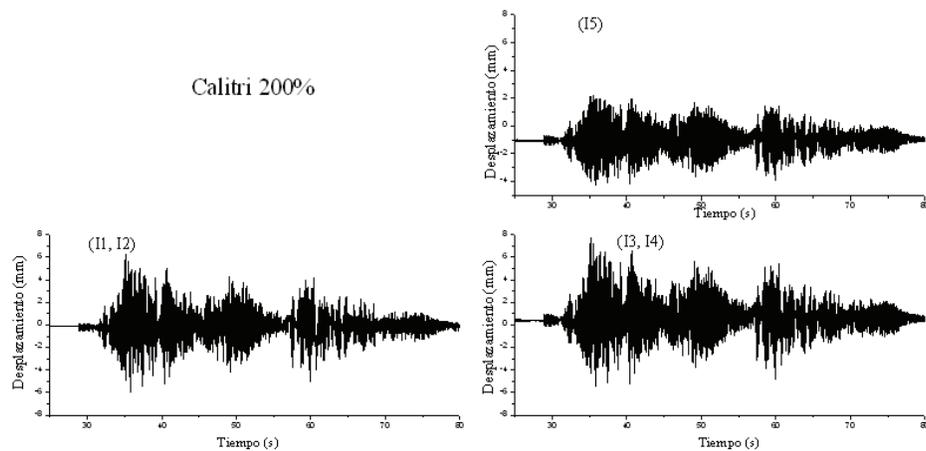


Figura 8.7: Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 200 %

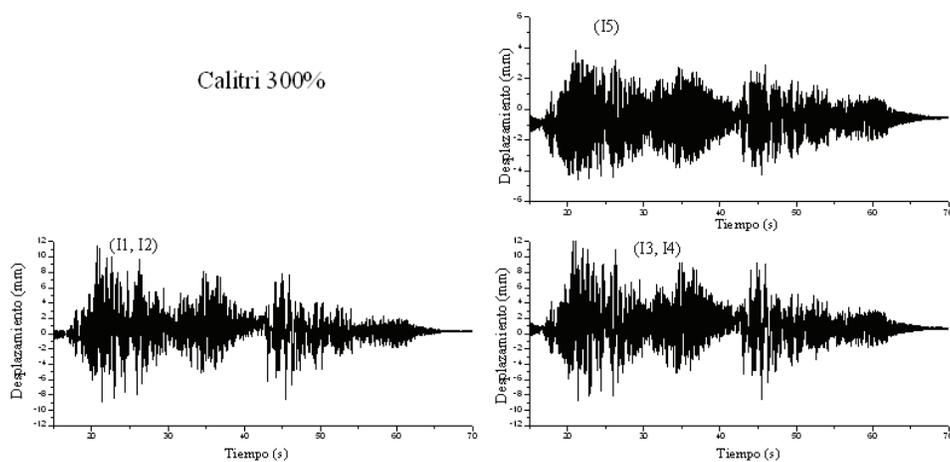


Figura 8.8: Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 300 %

8.3. Instrumentación de los disipadores

Para determinar el daño sufrido por los disipadores, se instrumentaron cinco secciones-I con sensores piezoeléctricos en tres de los cuatro disipadores de la siguiente forma: Las secciones-I etiquetadas como I1 e I2 se situaron en el disipador instalado entre los pilares P2 y P4 de la planta baja de la estructura, las secciones-I etiquetadas como I3 e I4 en el disipador instalado entre los pilares P1 y P3 de la misma planta baja y una sección-I denominada I5 se dispuso en el disipador instalado entre los mismos pilares P1 y P3 de la planta alta. Las parejas de secciones-I (I1-I2 e I3-I4) de los disipadores de la planta baja

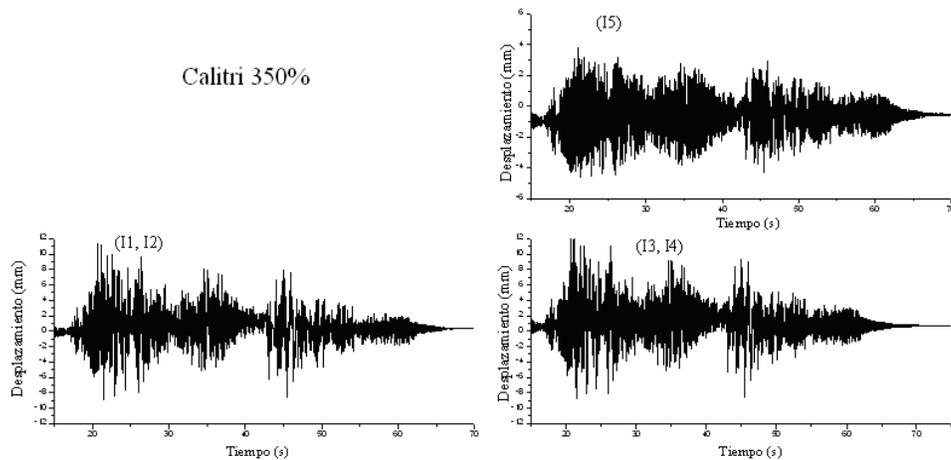


Figura 8.9: Historias de desplazamiento impuestos en los segmentos de perfil de sección-I instrumentados (I1, I2, I3, I4 y I5) para la simulación sísmica correspondiente a Calitri 350 %

se ubicaron una en el extremo y otra en el centro del mismo disipador. La sección I5 se instaló en la planta alta para analizar el daño en los disipadores en plantas superiores. Para mayor claridad, la Figura 8.5 muestra la ubicación de cada una de las secciones-I dentro de la estructura.

Las cinco secciones-I se instrumentaron con transductores piezoeléctricos de igual forma que en los experimentos realizados con cargas cíclicas del Capítulo 7, esto es, un actuador PZT modelo PI[®]PRYY+0842 en la parte central de una de las caras del alma de la sección-I y un sensor PZT modelo PI[®]PRYY+0220 en la cara opuesta. La Figura 8.10 muestra una de las secciones-I instrumentada con sensores PZT ya instalada sobre los disipadores de energía WPD.

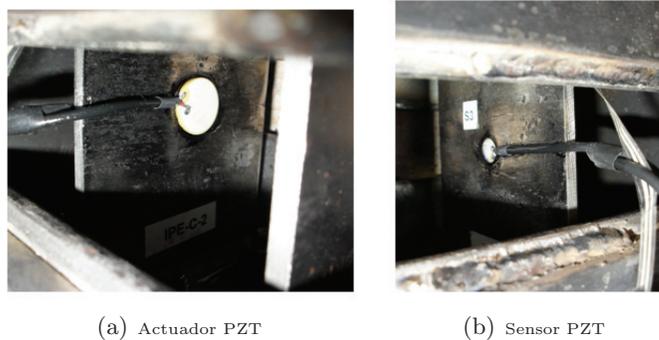


Figura 8.10: Secciones-I del disipador WPD instrumentadas

Se eligió ubicar los PZT en la zona central del alma de las secciones-I debido a que el nivel de deformación en esta zona es mínimo ya que es la zona de momento flector nominalmente nulo, a fin de evitar la rotura de los sensores dada su naturaleza cerámica. Adicionalmente en esta zona los sensores son capaces de detectar todas las resonancias de la sección-I como demostraron los resultados obtenidos con los ensayos cíclicos de la Sección 7.5.

Tanto los sensores como los actuadores PZT disponían de cable C-202 de 40 cm de largo con terminación en conector *housing* de *Molex* para su conexión con el sistema de adquisición y generación de señales a través de las diferentes interfaces y cableado. La Figura 8.11 muestra dos ejemplos de disipadores instrumentados.



Figura 8.11: Detalle de la instrumentación piezoeléctrica de los disipadores WPD

Sobre las barras auxiliares del disipador se fijaron las cajas de conexión que permiten la adaptación entre los terminales de los sensores individuales, *housing*, y el conector RJ-45. A este último se conectó un cable S/FTP por el cuál se transmitieron las señales de vibraciones de dos sensores simultáneamente hacia el equipo de adquisición de los datos. La Figura 8.12 muestra el detalle de esta conexión.

La Figura 8.13 muestra dos imágenes de la estructura porticada ya provista con los disipadores de energía WPD instrumentados. Cabe mencionar que todo el cableado del sistema de adquisición provisto con apantallamiento fue aterrizado a una pica de tierra independiente y las medidas se realizaron en modo diferencial para evitar interferencias electromagnéticas y ruido eléctrico en las señales de vibraciones.

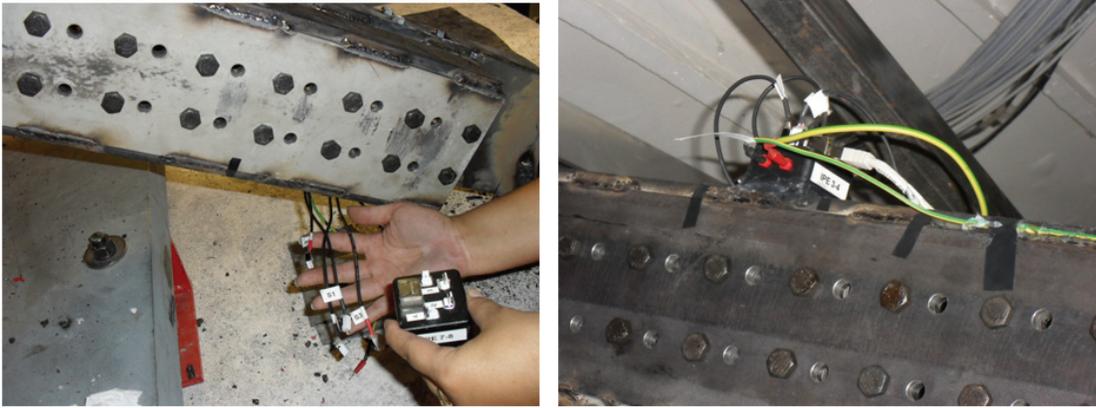


Figura 8.12: Detalle de la conexión de los sensores PZT con la interfaz entre los terminales de los sensores y el cable S/FTP

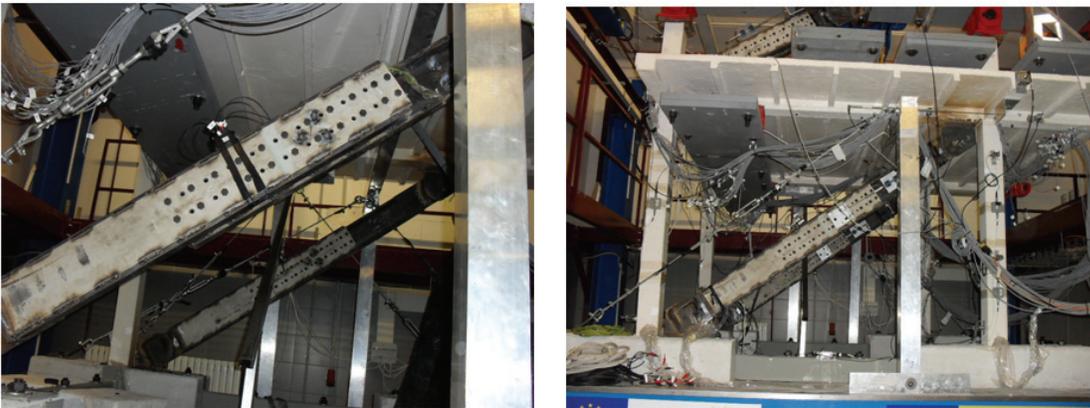


Figura 8.13: Imágenes de los disipadores WPD con secciones-I instrumentadas con sensores PZT instalados sobre la estructura porticada

8.4. Ensayos de vibraciones

Después de cada simulación sísmica se realizaron ensayos de vibraciones. El nivel cualitativo de daño en los disipadores después de las simulaciones correspondientes al terremoto escalado al 100 %, 200 %, 300 % y 350 % se denominarán en adelante D1, D2, D3 y D4, respectivamente. El nivel cualitativo de daño previo a la aplicación de la simulación sísmica correspondiente al factor de escala del terremoto del 100 % se ha denominado D0, y corresponde a un nivel de daño nulo. Los ensayos de vibraciones consistieron en excitar cada una de las secciones-I por medio de los actuadores PZT adheridos a ellas con cinco señales de ruido blanco diferentes.

La duración de cada ensayo fue de 20 s y la adquisición de las señales se realizó con una frecuencia de muestreo de 65536 muestras por segundo. Se adquirieron 125 señales que corresponden a 5 secciones-I, 5 realizaciones de ruido blanco y 5 niveles de daño (D0, D1, D2, D3 y D4). Todas las señales adquiridas tienen una frecuencia máxima de 25 kHz.

La señal de excitación con 10 V de magnitud fue generada con el equipo *CoCo-80* y fue amplificada por un factor de 20 con el amplificador piezoeléctrico lineal *EPA-104*. El registro de las señales de vibraciones se realizó con el equipo *PULSE*. La Figura 8.14 muestra una imagen general del experimento donde se ve la estructura provista con los disipadores sobre la mesa sísmica al fondo y el sistema de medida de vibraciones en primer plano.



Figura 8.14: Imagen de la estructura provista con disipadores sobre la mesa sísmica al fondo y el equipo usado para los ensayos de vibraciones en primer plano

8.5. Resultados

Para la detección y evaluación de los diferentes niveles de daño sufridos por los segmentos de perfil de sección-I de los disipadores WPD durante las simulaciones sísmicas, las señales de vibraciones adquiridas fueron tratadas aplicando el mismo procedimiento que se empleó en las señales de vibraciones de los experimentos anteriores, con daño artificial y cargas cíclicas estáticas (Capítulos 6 y 7). De esta forma se obtuvo el índice de daño AID basado en el método no paramétrico de la función de respuesta en frecuencia.

La Figura 8.15 muestra la función de respuesta en frecuencia obtenida para las señales de vibraciones de los cinco segmentos de perfil de sección -I antes de la aplicación de las cargas dinámicas, es decir, con nivel de daño cero, D0. Como se puede ver, las cinco secciones-I tienen funciones de respuesta en frecuencia muy parecidas entre sí, y en ellas se pueden apreciar picos de resonancias muy cercanos entre sí.

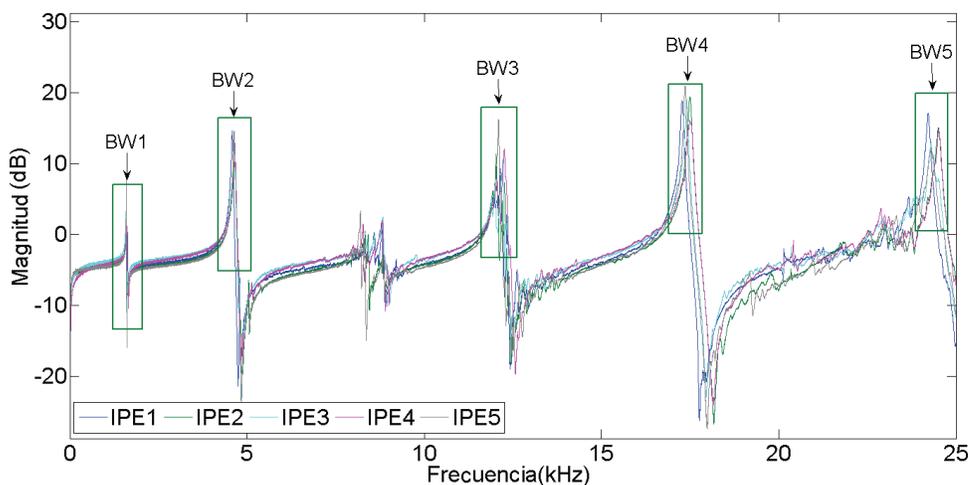


Figura 8.15: Magnitud en dB de la estimación de la Función de Respuesta en Frecuencia (FRF) obtenida para las señales de vibraciones de las cinco secciones-I en todo el ancho de banda

Las variaciones en las frecuencias de resonancia entre los segmentos de perfil de sección-I sin daño son debidas a las pequeñas desviaciones de su geometría. Aunque todos los segmentos provienen de un mismo perfil, el proceso de moldeado en caliente de este tipo de perfiles estructurales conduce a desviaciones dimensionales de alrededor de un 10% del valor nominal. Estas pequeñas diferencias, unidas a las imperfecciones en el proceso de elaboración de los taladros y los biselados de las alas, dan lugar a los desplazamientos observados de las frecuencias. Este hecho también fue observado en los resultados obtenidos en anteriores ensayos con cargas cíclicas como se explicó en la Sección 7.5 de esta Memoria.

Para el cálculo del índice de daño basado en ensayos de vibraciones AID, fueron considerados los cinco anchos de banda correspondientes a los picos de resonancia de mayor magnitud de potencia. Los anchos de banda seleccionados designados como BW1 a BW5 se indican en los recuadros de la Figura 8.15. Dada la clara ventaja en magnitud potencia de estos picos sobre las demás resonancias (se distinguen con claridad como una frecuencia de resonancia pura) se logra que el desplazamiento en frecuencia debido al daño se pueda determinar con claridad, permitiendo que en los anchos de banda seleccionados se presente la mayor sensibilidad en la detección del daño.

La Figura 8.16 muestra la *Función de Respuesta en Frecuencia* estimada para las señales de vibraciones de las secciones-I de los disipadores de la planta inferior (I1, I2, I3 e I4) en todo el rango de frecuencias y para todos los niveles de daño generados (D0, D1, D2, D3 y D4). En esta Figura es difícil apreciar el desplazamiento en frecuencia debido al daño. Este resultado es coherente con los resultados obtenidos de los experimentos anteriores con cargas estáticas cíclicas descritos en la Sección 7.5 ya que el nivel de daño máximo generado con la carga dinámica fue menor que nivel de daño máximo generado con las cargas estáticas cíclicas.

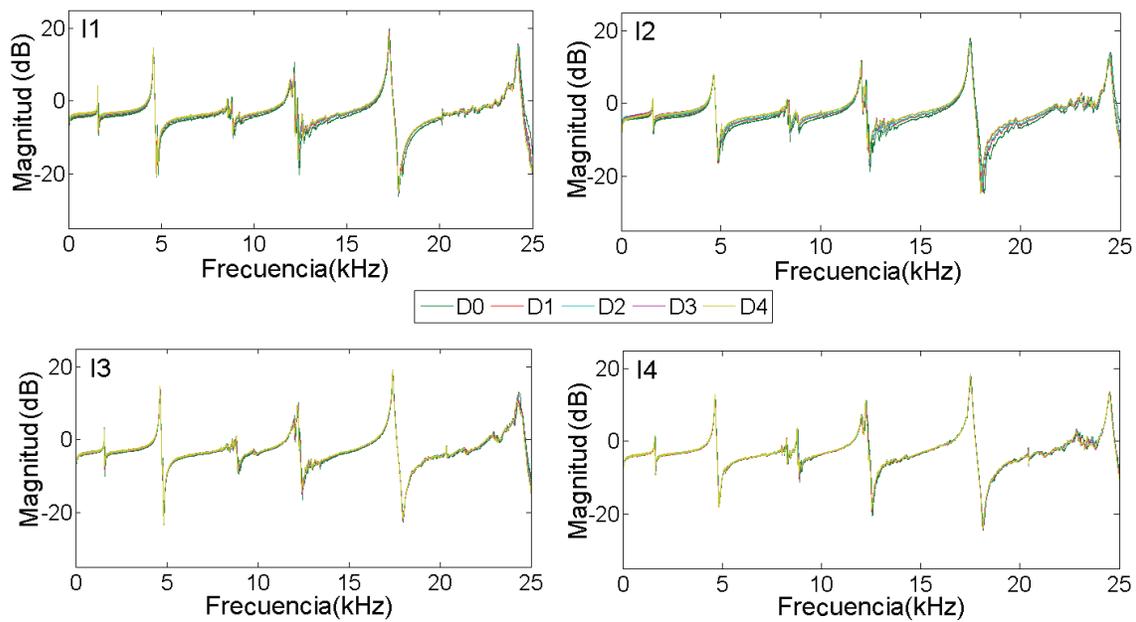


Figura 8.16: Magnitud en dB de la estimación de la Función de Respuesta en Frecuencia (FRF) obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en todo el ancho de banda

Como ejemplo y para demostrar el desplazamiento en frecuencia generado por el daño, la Figura 8.17 muestra la FRF estimada para todos los niveles de daño en la primera (BW1) y última (BW5) banda de frecuencias seleccionadas para la sección I1 correspondiente a uno de los disipadores WPD ubicados en la planta baja de la estructura.

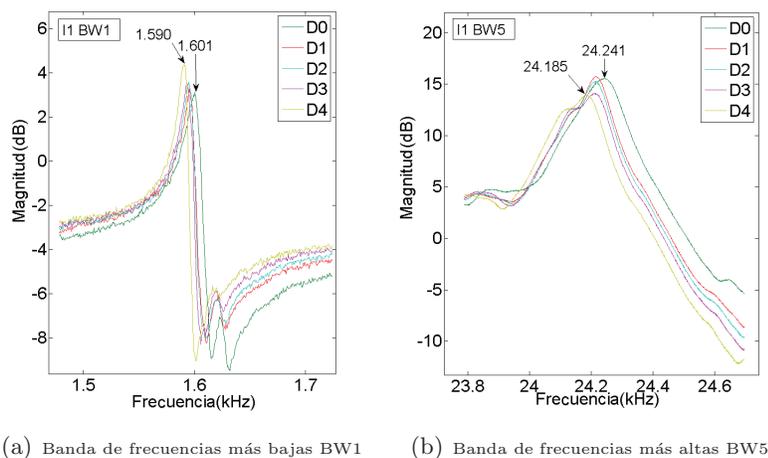


Figura 8.17: Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de la sección I1

Como se puede observar en la Figura 8.17a, el desplazamiento de frecuencias para el primer ancho de banda BW1 es muy leve. El pico apenas se desplazó 11 Hz desde el estado sano al nivel de daño máximo D4, es decir, el desplazamiento por cada nivel de daño generado no supera los 3 Hz. Cabe recordar que el desplazamiento en este mismo ancho de banda para el nivel de daño máximo obtenido en los ensayos con cargas estáticas cíclicas fue de alrededor de los 40 Hz es decir más de cuatro veces superior, como se mostró en la Sección 7.5.

En las frecuencias más altas, el desplazamiento es algo mayor. De la Figura 8.17b se puede apreciar que para el ancho de banda BW5 el desplazamiento del espectro fue de 56 Hz desde el estado sano al nivel de daño D4, demostrado que los desplazamientos mayores se generan en las altas frecuencias. Cabe recordar que el desplazamiento obtenido para el mismo ancho de banda con los daños generados con cargas estáticas cíclicas fue de entre 150 a 200 Hz (Sección 7.5). Estos resultados hacen prever que para daños pequeños los mejores resultados se conseguirán en frecuencias más elevadas.

La Figura 8.18 muestra los desplazamientos del espectro obtenidos en el ancho de banda BW1 para las secciones I1, I2, I3 e I4 de los disipadores WPD instalados en la planta baja de la estructura porticada y la Figura 8.19 los desplazamientos del espectro para las frecuencias más altas en el ancho de banda BW5 para las mismas secciones-I.

En la Figura 8.18 se puede apreciar que la forma del espectro para las resonancias en las diferentes secciones-I es distinta. Sin embargo, para todas las secciones-I se distingue que el desplazamiento frecuencial crece de manera coherente con el nivel de daño. En las tres primeras secciones I1, I2 e I3 las diferentes curvas para cada nivel de daño tienen una distancia homogénea entre sí, en cambio en la sección I4 este desplazamiento no es tan homogéneo, sino que sólo es distinguible la curva para el nivel de daño D4. En las curvas para los otros niveles de daño apenas se aprecia el desplazamiento.

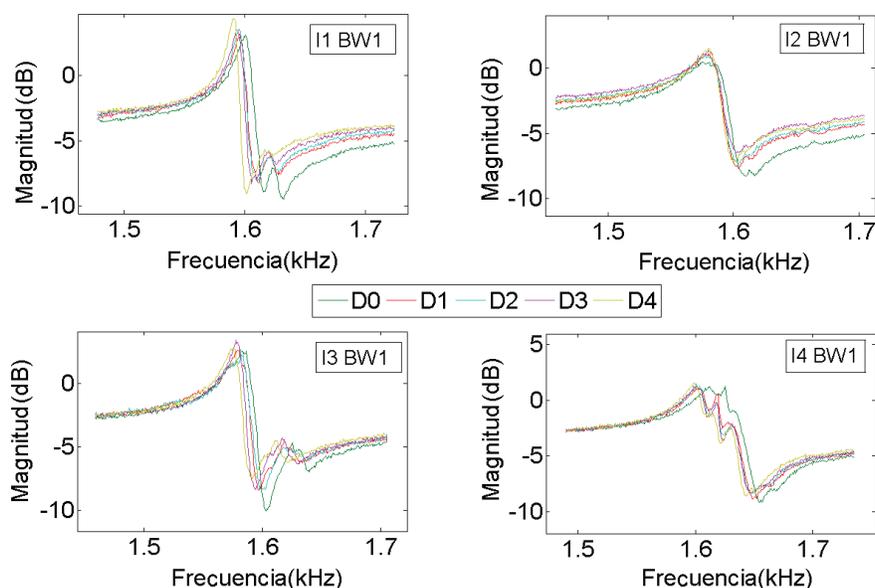


Figura 8.18: Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en el primer ancho de banda BW1

Este fenómeno se presenta de forma similar para los otros anchos de banda. Por ejemplo, en la Figura 8.19 para las frecuencias más altas, en el ancho de banda BW5, se puede ver la misma situación. En las secciones I1, I2 e I3, se aprecia un desplazamiento homogéneo entre los niveles de daño, mientras que en la sección I4 el desplazamiento no es notorio.

El ancho de banda seleccionado para el cálculo del índice AID para cada sección-I fue diferente y dependiente tanto de la frecuencia donde se encuentra su propio pico resonante para el estado sano, f_o , como un desplazamiento máximo, Δf , esperado para esa banda. El desplazamiento Δf para estos ensayos fue establecido en base a los resultados de los desplazamientos frecuenciales máximos obtenidos para las secciones-I en los ensayos con cargas cíclicas descritos en el Capítulo 7 de esta Memoria.

En dichos ensayos con cargas cíclicas se llegó a simular el nivel de daño máximo (D_6) esperado en una sección-I tras un evento sísmico. Este nivel de daño provocó un desplazamiento frecuencial el cuál se asume como el *máximo desplazamiento espectral esperado* para la sección-I tras un terremoto.

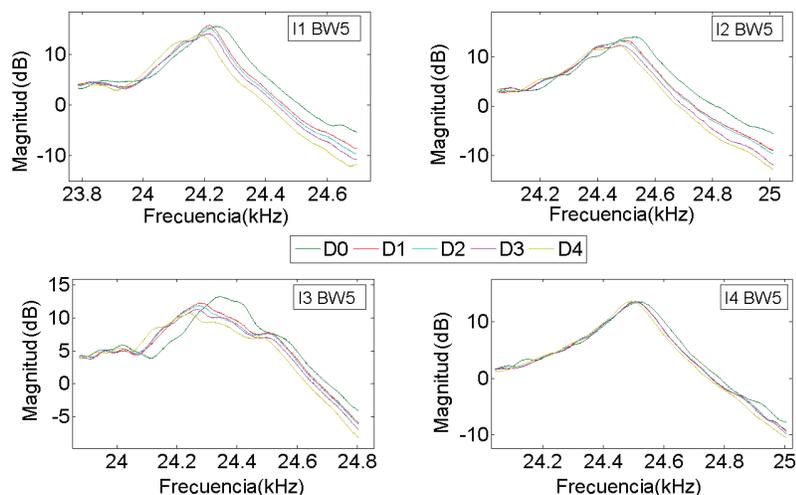


Figura 8.19: Magnitud en dB de la estimación de la FRF obtenida para las señales de vibraciones de todos los niveles de daño de las secciones I1, I2, I3 e I4 en las altas frecuencias para el ancho de banda BW5

El Δf calculado en base a este *máximo desplazamiento espectral esperado* para cada una de las frecuencias resonantes sensibles al daño está basado en las dos secciones-I ($I3_c$ e $I4_c$) a las que se les aplicó idénticas historias de carga, pasando por todos los niveles de daño hasta llegar al nivel de daño máximo (D_6) con cargas cíclicas.

Los valores de las frecuencias para los estados sano (nivel de daño D_0) y daño máximo (nivel de daño D_6) de estas dos secciones-I se presentan en la Tabla 8.2.

BW	$f_{D_0} - I3_c$	$f_{D_0} - I4_c$	$f_{D_6} - I3_c$	$f_{D_6} - I4_c$	$\Delta f - I3_c$	$\Delta f - I4_c$
1	1549	1552	1585	1590	36	38
2	4560	4527	4594	4570	34	43
3	9549	9470	9584	9508	35	38
4	17080	16860	17110	16910	30	50
5	23920	23760	24040	23920	120	160

Tabla 8.2: Relación de las frecuencias para D_0 y D_6 de las secciones $I3_c$ e $I4_c$ (en Hz)

En la Tabla 8.2, f_{D_0} y f_{D_6} son las frecuencias de los picos resonantes para los niveles de daño 0 (sano) y daño 6 (máximo daño) respectivamente. $I3_c$ e $I4_c$ se refiere a las secciones ensayadas con cargas cíclicas en el Capítulo 7.

Con estos valores se obtuvo un polinomio que representa la curva de ajuste aproximada para el *máximo desplazamiento espectral esperado* (Δf) para cualquier pico resonante (Figura 8.20). El polinomio de ajuste calculado es:

$$\Delta f = -3,10f_o^7 + 16,69f_o^6 - 14,77f_o^5 - 42,38f_o^4 + 87,17f_o^3 - 54,3f_o^2 + 11,64f_o + 39,45. \quad (8.1)$$

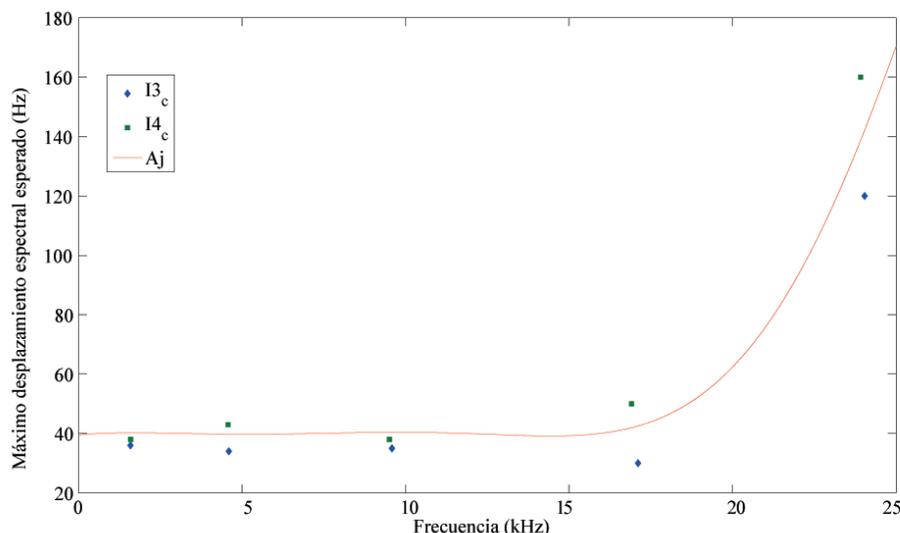


Figura 8.20: Curva de ajuste aproximada para el máximo desplazamiento espectral esperado (Δf)

En la Figura 8.20 las marcas en forma de rombo representan el desplazamiento frecuencial para la sección $I3_c$ y las marcas en forma de cuadrados representan el desplazamiento frecuencial para la sección $I4_c$. La línea continua en rojo representa la curva de ajuste para Δf obtenida con el polinomio de la Ecuación 8.1.

Teniendo en cuenta lo anterior y dejando un factor de escala de tres como margen de seguridad, la banda de frecuencias de análisis para cada resonancia se fijó en $[f_o - 3 \times \Delta f, f_o + 3 \times \Delta f]$ donde f_o es la frecuencia de resonancia del disipador en estado sano en la banda considerada y Δf es el desplazamiento máximo esperado para esa banda calculado con el polinomio de la Ecuación 8.1.

Las Tablas 8.3, 8.4, 8.5, 8.6 y 8.7 relacionan las frecuencias donde se encuentran las resonancias para del estado sano, el nivel de desplazamiento máximo esperado, Δf , y las frecuencias máxima y mínima para cada cada sección-I y cada una de las bandas de frecuencias BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5 respectivamente.

	f_o	$\Delta f(\text{Hz})$	$f_{min}(\text{Hz})$	$f_{max}(\text{Hz})$
I1	1601	40	1481	1721
I2	1581	40	1461	1701
I3	1582	40	1462	1702
I4	1612	40	1492	1732
I5	1591	40	1471	1711

Tabla 8.3: Relación de los anchos de banda seleccionados para BW1 y cada sección-I

	f_o	$\Delta f(\text{Hz})$	$f_{min}(\text{Hz})$	$f_{max}(\text{Hz})$
I1	4587	40	4467	4707
I2	4634	40	4514	4754
I3	4639	40	4519	4759
I4	4654	40	4534	4774
I5	4632	40	4512	4752

Tabla 8.4: Relación de los anchos de banda seleccionados para BW2 y cada sección-I

	f_o	$\Delta f(\text{Hz})$	$f_{min}(\text{Hz})$	$f_{max}(\text{Hz})$
I1	12166	40	12046	12286
I2	12043	40	11923	12163
I3	12227	40	12107	12347
I4	12266	40	12146	12386
I5	12093	40	11973	12213

Tabla 8.5: Relación de los anchos de banda seleccionados para BW3 y cada sección-I

A cada uno de los anchos de banda establecidos se les aplicó el método estadístico basado en la FRF, $|Z|$ -*statistic*, descrito en la Sección 3.3.4 de esta Memoria, al igual que en los ensayos con daño artificial y con cargas cíclicas.

La Figura 8.21 muestra dos ejemplos de $|Z|$ -*statistic* obtenido para la banda de frecuencias más bajas, BW1, en la Figura 8.21a, y la banda de frecuencias más altas, BW5, en la Figura 8.21b, ambas calculadas para la sección II.

	f_o	$\Delta f(\text{Hz})$	$f_{min}(\text{Hz})$	$f_{max}(\text{Hz})$
I1	17287	42	17161	17413
I2	17498	43	17369	17627
I3	17418	42	17292	17544
I4	17530	44	17398	17662
I5	17358	42	17232	17484

Tabla 8.6: Relación de los anchos de banda seleccionados para BW4 y cada sección-I

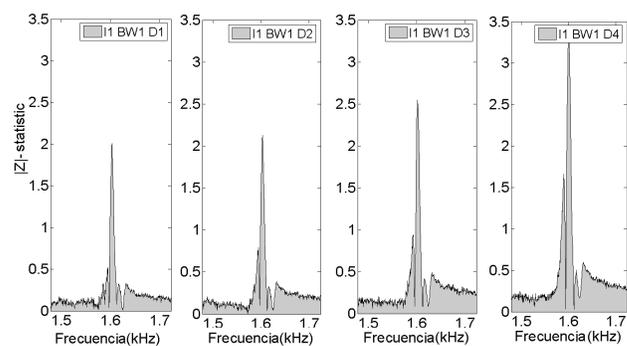
	f_o	$\Delta f(\text{Hz})$	$f_{min}(\text{Hz})$	$f_{max}(\text{Hz})$
I1	24241	148	23797	24685
I2	24532	157	24061	25003
I3	24344	151	23891	24797
I4	24522	156	24054	24990
I5	24299	149	23852	24746

Tabla 8.7: Relación de los anchos de banda seleccionados para BW5 y cada sección-I

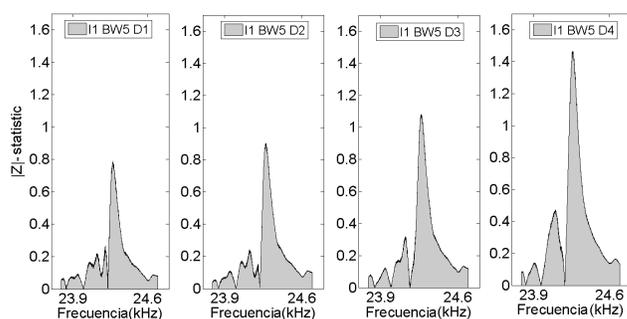
De las Figuras se desprende el claro crecimiento de las áreas sombreadas en gris, proporcional al aumento del nivel de daño generado. Se puede advertir también que para la banda BW1, $|Z|$ -*statistic* presenta un pico estrecho y de mayor magnitud que en la banda BW5. Sin embargo para la banda BW5 el área bajo la curva es mucho mayor debido a que el desplazamiento de frecuencias en las bandas más altas se extiende para un ancho de frecuencias más amplio. Este hecho también se puede ver en las Figuras 8.18 y 8.19 en el valle formado por el pico de resonancia.

Teniendo en cuenta que los resultados del $|Z|$ -*statistic* son coherentes con los obtenidos previamente para los ensayos con daño artificial y daño con cargas estáticas cíclicas (el área bajo la curva del estadístico aumenta en proporción con el daño), es factible realizar el cálculo del índice de daño basado en ensayos de vibraciones AID definido en la Sección 6.4 de esta Memoria. Como ejemplo, la Figura 8.22 muestra AID calculado para las bandas BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5 de la sección I1, para los diferentes niveles del daño nominal D0, D1, D2, D3 y D4.

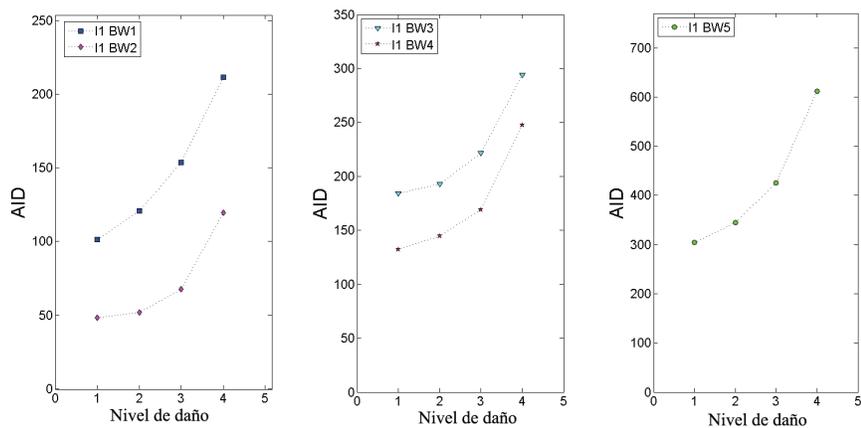
Como se puede ver en la Figura 8.22, los valores de AID aumentan de rango según se eleva el ancho de banda de análisis. Para la banda BW1 el rango de variación del índice AID es de unas 50 unidades. Para las bandas de frecuencia BW2, BW3 y BW4 el rango aumenta a unas 100 unidades, y para la banda BW4 el rango aumenta a las 300 unidades. Para cada banda de frecuencias, el valor del índice AID para el nivel de daño cero, D0, es distinto, variando desde aproximadamente 50 hasta 300.



(a) Frecuencias más bajas BW1



(b) Frecuencias más altas BW5

Figura 8.21: Magnitud del $|Z|$ -statistic calculado para dos anchos de banda en la sección I1

(a) AID para BW1 y BW2

(b) AID para BW3 y BW4

(c) AID para BW5

Figura 8.22: AID calculado para todas las bandas (BW_1 , BW_2 , BW_3 , BW_4 y BW_5) para la sección-I1

La Figura 8.23 muestra el valor de AID calculado para las secciones I1 (Figura 8.23a), I2 (Figura 8.23b), I3 (Figura 8.23c) e I4 (Figura 8.23d), ubicadas en los disipadores WPD de la planta baja de la estructura porticada en las posiciones mostradas en la Figura 8.5.

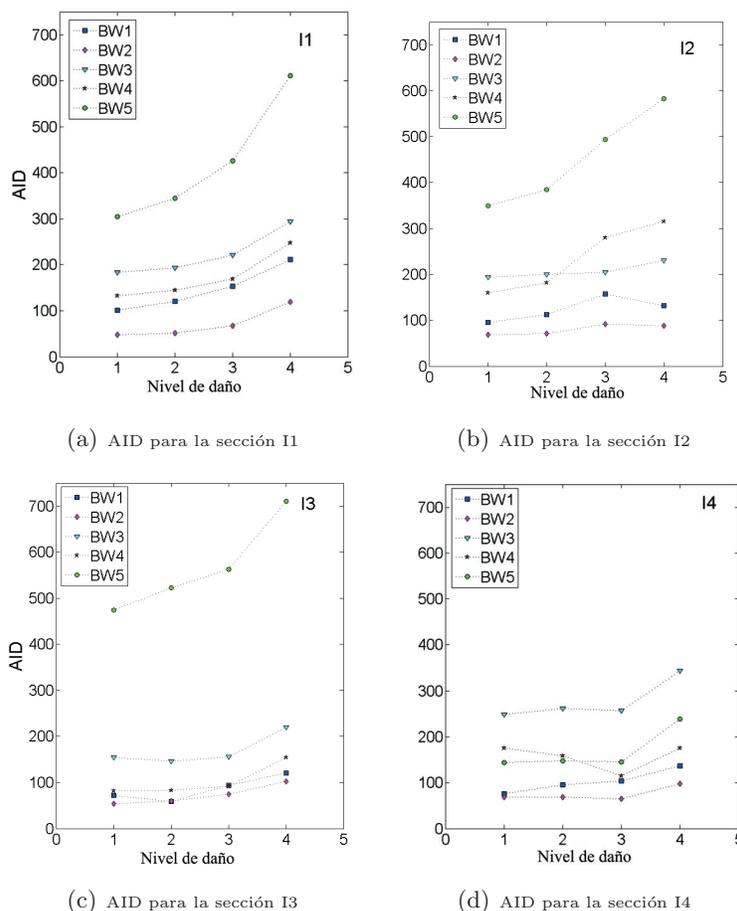


Figura 8.23: AID calculado para todas las bandas ($BW1$, $BW2$, $BW3$, $BW4$ y $BW5$) para las secciones I1, I2, I3 e I4

Se puede ver que para las tres primeras secciones I1, I2 e I3, (Figuras 8.23a, 8.23b y 8.23c) los resultados son similares entre sí. AID crece con el nivel de daño para casi la totalidad de las bandas seleccionadas, y el rango de valores para la banda BW5 es con diferencia más amplio que para las otras bandas. Sin embargo, el segmento I4 presenta resultados diferentes. Los valores de AID mostrados en la Figura 8.23d, para esta sección-I son muy bajos y apenas varían entre sí con los diferentes niveles de daño. Tampoco se aprecia un incremento del índice de daño para la banda BW5. Estos resultados eran predecibles al observar los escasos desplazamientos del espectro.

En los ejemplos para las bandas BW1 y BW5 de las gráficas de la función de respuesta en frecuencia estimada, Figuras 8.18 y 8.19, se pueden distinguir diferencias solo del estado sano, D0, respecto de los otros niveles de daño. Los anómalos resultados del índice AID para el segmento I4 podrían deberse a defectos en la adquisición de la señal, pegado de los sensores piezoeléctricos o problemas de cableado, aunque no cabe descartar que esté fuera del comportamiento mecánico de este disipador, y que no se dañara. Esto se comprenderá en un análisis aún en vias de realización.

Se observa también en la Figura 8.23 que los valores del índice AID para los segmentos I1 y I2 son muy parecidos pero ligeramente distintos de los del segmento I3. Este comportamiento se puede explicar ya que los segmentos I1 y I2 estaban instalados en un mismo disipador WPD de la planta baja, y el perfil I3 estaba instalado en otro disipador WPD de la planta baja. Aunque ambos disipadores estaban en la misma planta, la historia de desplazamientos que experimentaron no es exactamente la misma, tal como se observa en las Figuras 8.6 a 8.9.

Finalmente, la Figura 8.24 muestra los resultados obtenidos para la sección I5 instalada en uno de los disipadores WPD de la planta alta de la estructura porticada en la posición que se indica en la Figura 8.5.

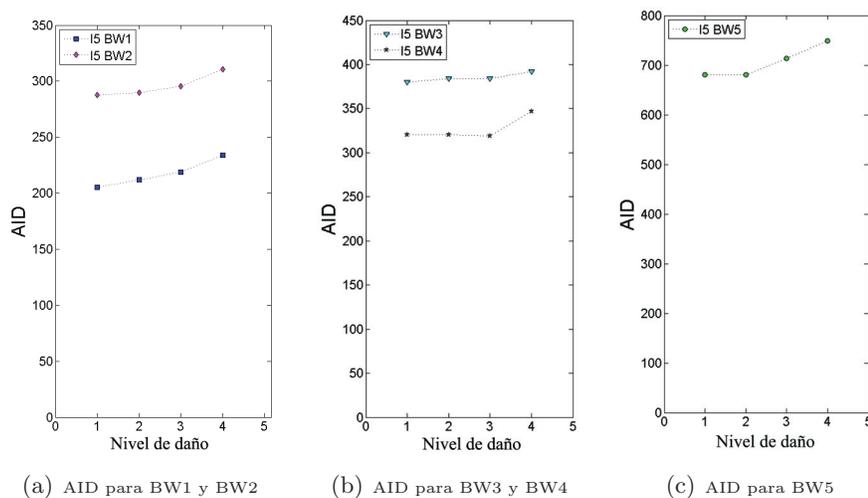


Figura 8.24: AID calculado para todas las bandas (BW1, BW2, BW3, BW4 y BW5) para la sección-I5

Los resultados para esta sección son coherentes con los obtenidos para las secciones I1, I2 e I3 instaladas en los disipadores de la planta baja. La magnitud de AID calculado para las dos primeras bandas, BW1 y BW2, se encuentra en una escala inferior que para las bandas BW3 y BW4, y la banda de frecuencias más altas, BW5, es con diferencia la que mayores valores de AID presenta, superando las 700 unidades.

Los resultados obtenidos con los ensayos de vibraciones y cuantificados con el índice de daño AID son por lo tanto coherentes con el nivel cualitativo de daño esperado. Estos resultados muestran una clara correlación entre el daño sufrido por las secciones-I y los desplazamientos del espectro de sus señales de vibraciones en el que están basados los métodos estadísticos. De los resultados de los ensayos se desprende también claramente que el daño generado en los segmentos de perfiles metálicos de sección-I sometidos a cargas sísmicas son fácilmente detectables en las altas frecuencias.

Capítulo 9

Resultados y conclusiones

Investigaciones anteriores han demostrado la efectividad de los sistemas pasivos de protección sísmica que emplean disipadores de energía de tipo histerético para la mitigación del daño en la parte principal de las estructuras sometidas a terremotos, y en la reducción de su vulnerabilidad sísmica. Los disipadores histeréticos tipo WPD son capaces soportar terremotos de diferente magnitud, y son especialmente adecuados en zonas de sismicidad moderada como España. Las principales ventajas de este sistema de disipación de energía sobre otras tecnologías de control pasivo son su bajo coste y la posibilidad de su reemplazo tras una crisis sísmica.

También ha quedado patente en investigaciones previas que el daño en un disipador WPD se concentra en el área de unión entre el alma y las alas de las secciones-I que lo forman. Las secciones-I son en sí mismas el elemento disipativo de energía. El daño producido es debido a las deformaciones plásticas y ulterior fisuración que sufre el acero ante ciclos repetidos de deformaciones impuestas en el rango no lineal durante un evento sísmico. Para cuantificar el nivel de daño en una sección-I existe un índice, basado en la energía de deformación (ID). Sin embargo el cálculo de este índice requiere una instrumentación aparatosa y costosa (células de cargas, transductores de desplazamiento y un sistema de adquisición de datos) que necesitaría estar en funcionamiento durante la ocurrencia del evento sísmico, lo cual es inviable en un escenario de aplicación real.

Con este trabajo de investigación se abordó la posibilidad estimar el nivel de daño del disipador “in-situ” tras un evento sísmico, con un sencillo ensayo de vibraciones y evitar su reemplazo hasta que sea realmente necesario porque el disipador haya agotado su capacidad. De esta forma se aprovecha la vida útil del disipador hasta agotar su capacidad límite-última de disipación de energía. Contar con información del nivel de daño en un disipador tras un evento sísmico puede evitar sustituciones innecesarias, con el consecuente ahorro económico. Además proporciona información fiable sobre el estado del edificio tras el sismo. Este hecho prolonga la vida del disipador y a largo plazo reduce su coste.

Los ensayos realizados en esta investigación, sometiendo a las secciones-I a diferentes tipos de cargas, demostraron que las secciones-I alcanzan niveles de daño severo, no detectables a simple vista, que alteran sus propiedades físicas, principalmente el amortiguamiento y la rigidez. Estas alteraciones modifican a su vez las propiedades dinámicas de vibración como las frecuencias de resonancia, modos propios y coeficientes de amortiguamiento. Este hecho hizo posible aplicar técnicas de monitorización de la salud estructural SHM basadas en vibraciones para determinar si el elemento está sano o no (Nivel 1 en SHM) y estimar la magnitud del daño (Nivel 4 de SHM). Concretamente se aplicaron dos técnicas estadísticas no paramétricas basadas en modelos en el dominio de la frecuencia: la densidad espectral de potencia y la función de respuesta en frecuencia. Estas técnicas se eligieron debido a que permiten una cobertura global del elemento y una respuesta rápida y continua, y no requieren conocimiento detallado ni una modelación completa, siendo suficientes las estimaciones realizadas a través de las señales de excitación y respuesta de vibraciones.

El resultado principal de esta investigación consistió en la implementación y validación de un sistema de vigilancia de salud estructural basado en las señales de vibraciones, el cuál permite detectar y estimar el nivel de daño en el disipador después de verse sometido a una carga dinámica de origen sísmico. A continuación se resumen los principales resultados obtenidos en el desarrollo de esta investigación con las diferentes pruebas y ensayos realizados, organizados por capítulos:

En el **Capítulo 3** se describió el sistema electrónico de medida implementado para la adquisición de las señales de vibraciones. De la realización de este sistema se puede concluir lo siguiente:

- El sistema de medida electrónico diseñado para la excitación de las secciones-I y adquisición de las señales de vibraciones exhibió un comportamiento robusto ante las interferencias y el ruido eléctrico, que garantizó la calidad y fiabilidad de las señales adquiridas.
- Las pruebas realizadas con diferentes transductores piezoeléctricos permitieron determinar que los sensores de material cerámico, aunque son más susceptibles a roturas, tienen la potencia requerida para excitar las secciones-I. También se comprobó que la ubicación de los sensores cerámicos en el área central del alma de la sección-I, evita su daño.
- Los sensores piezofilm al ser de materiales polímeros son mucho más flexibles y es posible ubicarlos en las zonas de máxima deformación. Aunque la sensibilidad de los sensores piezofilm es mucho menor que la de los sensores cerámicos, este hecho no influye sustancialmente en la detección del daño.
- Se realizaron pruebas con diferentes tipos de cable. Los mejores resultados se obtuvieron con cable de audio apantallado C-202 para tramos cortos entre los sensores y las cajas

de conexiones de terminal RJ-45, y cable S/FTP-Cat 6 para los tramos más largos hasta el equipo de adquisición de datos.

- La baja impedancia del sistema de medida de vibraciones hace que las señales sean propensas a ser influenciadas por interferencias electromagnéticas y de ruido eléctrico. Por esta razón se vio la necesidad de instalar una toma de tierra independiente a la red eléctrica del edificio conectada al apantallamiento del cableado y las cajas de conexión desarrolladas. Adicionalmente se optó por transmitir las señales en forma diferencial.

En el **Capítulo 4** se caracterizó el comportamiento dinámico de secciones-I sin daño, para lo cual se compararon los modelos teóricos con los ensayos de vibraciones. Las vibraciones fueron generadas con varios tipos de excitaciones: señales impulsivas con martillo de impacto y sintéticas, señales “swept-sine” y señales aleatorias de ruido blanco. De los resultados obtenidos con estos ensayos se puede concluir lo siguiente:

- Los modelos matemáticos obtenidos con los métodos analítico y numérico se apoyan en suposiciones e idealizaciones próximas pero no coincidentes con la realidad, por lo que proporcionan información aproximada del comportamiento real del sistema. Esto hace necesario una comparación con los resultados experimentales que permiten una caracterización más completa y realista del sistema.
- En los ensayos de vibraciones con señales impulsivas, la excitación con martillo de impacto generó una señal de vibraciones de elevado voltaje pero que sólo excitó armónicos de bajas frecuencias. Esta señal no fue suficiente para excitar todo el espectro. Los impulsos obtenidos no son perfectos y producen efectos de rebote. Sin embargo, la señal impulsiva generada de forma sintética, aunque genera una respuesta de amplitud de voltaje menor, si permitió excitar todo el espectro.
- Es necesario tener en cuenta que una mala generación de la señal impulsiva puede originar efectos de tren de pulsos cuyo espectro es una señal “sinc”. El espectro de la señal de vibraciones resultante se verá gravemente afectado por los lóbulos del espectro de la excitación, ocultando varias de las frecuencias propias.
- Los resultados obtenidos de excitar las secciones-I con un tren de impulsos sintético y con señales de ruido blanco son muy parecidas entre sí y solo presentan algunas diferencias de magnitud en bajas frecuencias. No obstante, la señal de ruido blanco provoca mayor amplitud de voltaje.
- La señal seno “ $\check{Z}\check{Z}$ sweep” resultó útil para determinar con claridad la respuesta temporal de las resonancias, al ir excitando una a una las frecuencias propias de la sección-I. Los resultados de esta excitación sirvieron para determinar claramente la posición de las resonancias puras y las bandas de frecuencia que no presentan resonancias.
- Entre las señales de excitación, se eligió trabajar con señales de ruido blanco, ya que permiten excitar todas las frecuencias con la misma intensidad de potencia y conllevan una gran facilidad de generar y reproducir esta señal en los equipos electrónicos.

- Se comprobó que la magnitud de los picos de resonancia depende del lugar donde se encuentren ubicados los sensores. Esto se debe a las diferentes formas o modos que tiene la sección-I de vibrar según la frecuencia del modo.
- Finalmente, se confirmó que pequeñas desviaciones de la geometría nominal de las secciones-I se traducen en desviaciones de las frecuencias de resonancia las cuales pueden desplazarse hasta más de 500 Hz para algunas frecuencias. Este resultado es importante debido a que las técnicas para la detección de daño se basan en la posición de las frecuencias propias para el estado sano. Este hecho cobra importancia en la detección de niveles de daño pequeños.

En el **Capítulo 5** se presentaron los resultados de la detección de daño mediante los métodos no paramétricos basados en la FRF y la PSD para secciones-I con daño artificial provocado mediante cortes de diferentes profundidades en la unión alma-alas. La profundidad del corte simuló el nivel de daño. Las secciones-I fueron instaladas sobre un montaje experimental adecuado para simular las condiciones reales de empotramiento sobre los elementos auxiliares que forman el dissipador WPD. De los resultados obtenidos con estos ensayos se puede concluir que:

- Los cortes a diferentes profundidades provocaron un desplazamiento del espectro de las señales de vibraciones hacia la izquierda. La magnitud de este desplazamiento alcanzó los 500 Hz para algunas frecuencias. Se trata de un desplazamiento mucho mayor al obtenido con cualquier otro de los ensayos realizados.
- La magnitud del desplazamiento espectral dependió de la banda de análisis. Dicho desplazamiento fue mayor para las frecuencias más altas.
- Se pudo comprobar que el área de las gráficas de los test estadísticos (F-statistic y $|Z|$ -statistic) sobre las líneas que determinan el límite de riesgo, se incrementan proporcionalmente con la magnitud del daño. Este hecho hizo posible cuantificar el nivel de daño mediante un índice basado en las señales de vibraciones que se denominó AID y que permitió estimar la intensidad de dicho daño.
- Los resultados de estos experimentos permitieron determinar que el AID varía levemente con la posición del sensor, lo cual es atribuido a la proximidad a los nodos o antinodos del modo de vibración asociado con la banda de frecuencias y método usado para calcular el estadístico (PSD o FRF).
- Se evidenció una relación casi lineal entre el AID y el nivel de daño real.

En el **Capítulo 6** se presentaron los resultados obtenidos al someter a las secciones-I a diferentes niveles de daño provocados por desplazamientos cíclicos impuestos de amplitud incremental, aplicados directamente sobre las secciones-I bajo las mismas condiciones de contorno que los ensayos con daño artificial. Con estos ensayos se simuló el carácter cíclico

del daño producido por un sismo, llevando las secciones-I hasta el punto de agotamiento de su capacidad última de disipación de energía. De los resultados obtenidos se puede concluir que:

- El daño generado, aunque lleva la sección-I a su capacidad límite, no es detectable a simple vista. Sin embargo sí provoca un desplazamiento espectral en la señal de vibraciones. Este desplazamiento fue mucho menor al obtenido en los ensayos con daño artificial provocado reduciendo la sección del alma del perfil mediante cortes.
- El área bajo la curva del $|Z|$ -statistic basado en la FRF calculado para los diferentes anchos de banda seleccionados crece proporcionalmente con los niveles de daño provocados.
- El índice de daño basado en vibraciones, AID, fue comparado con un índice de daño mecánico basado en la energía de deformación plástica, ID, propuesto en investigaciones previas. Los resultados de esta comparación permitieron determinar la correlación lineal que existe entre estos dos índices.
- Para las bandas de alta frecuencia fue posible formular una ecuación que permitiera predecir el ID a partir del AID, lo cual hace posible predecir la proximidad de la sección-I a la fractura, con un simple ensayo de vibraciones.

Finalmente, en el **Capítulo 7** se presentaron los resultados de aplicar los mismos procedimientos de detección de daño a secciones-I en condiciones de contorno real, es decir, montados sobre los elementos auxiliares que forman los disipadores WPD, los cuales a su vez estaban instalados en una estructura porticada real de hormigón armado, que se sometió a cargas dinámicas mediante una mesa sísmica. Los ensayos consistieron en someter el edificio a simulaciones sísmicas que representaban un terremoto histórico escalado a diferentes niveles de intensidad. De los resultados obtenidos con estos ensayos se puede concluir que:

- Se confirmó que los sensores piezo-cerámicos no sufren fracturas durante el terremoto si son ubicados en la zona central del alma de las secciones-I. Esto es porque el nivel de deformación en esta zona es mínimo por ser la zona de momento flector nominalmente nulo.
- Se confirmó que el espectro de diferentes secciones-I tiene picos de resonancias cercanos pero diferentes. Esto se debe a las desviaciones dimensionales de las secciones-I, que son aproximadamente de un 10% del valor nominal, y a las imperfecciones en el proceso de elaboración de los taladros y los biseles de las alas.
- Los resultados obtenidos fueron coherentes con los obtenidos en los experimentos anteriores, con daño artificial y daños por desplazamientos impuesto estáticos de tipo cíclico. El desplazamiento espectral es proporcional al nivel de daño generado.

- Los desplazamientos espectrales a bajas frecuencias fueron muy pequeños, de unos cuantos hercios, mucho menores a los obtenidos con los ensayos con daños por desplazamientos impuesto estáticos de tipo cíclico, que fueron unas cuatro veces superiores.
- Para las altas frecuencias, el desplazamiento fue cinco veces superior. Este hecho confirma que para daños de menor magnitud los desplazamientos de frecuencias mayores se producen en las altas frecuencias.
- Debido a que la magnitud del daño generado y el desplazamiento espectral fue mucho menor que en ensayos anteriores, se requirió ajustar los algoritmos para seleccionar apropiadamente los anchos de banda en base a un polinomio que representa la curva de ajuste aproximada para el máximo desplazamiento espectral esperado para cualquier pico resonante.
- Los valores del AID calculado aumentaron de rango conforme aumentaban las frecuencias de la banda de análisis.
- Los valores del AID para secciones-I ubicadas sobre un mismo disipador son muy parecidos entre sí y difieren ligeramente de los valores obtenidos de segmentos instalados en el otro disipador de la misma planta. Esto se debe a que aunque ambos disipadores estaban en la misma planta, la historia de desplazamientos a los que se vieron sometidos no fue exactamente la misma, debido entre otras razones a pequeñas torsiones de la estructura respecto de su un eje vertical.
- Los resultados obtenidos con los ensayos de vibraciones y cuantificados con el índice de daño AID son, por lo tanto, coherentes con el nivel cualitativo de daño esperado. Estos resultados muestran una clara correlación entre el daño sufrido por las secciones-I y los desplazamientos del espectro de sus señales de vibraciones en el que están basados los métodos estadísticos.
- De los resultados de los ensayos se concluye adicionalmente que el daño generado en las secciones-I sometidas a cargas sísmicas son más fácilmente detectables en las altas frecuencias.

Bibliografía

- [1] H. Akiyama. *Earthquake Resistant Limit-State Design for Buildings*. University of Tokyo, 1985.
- [2] A. Alves. Cerámicas piezoeléctricas: funcionamiento y propiedades. Technical report, 2010.
- [3] Apple Vista LDT. Sitio Web. <http://applevista.en.alibaba.com/>.
- [4] ATCP. Cerámicas piezoeléctricas. <http://www.atcp.com.br/es/productos/piezo-ultrasonido/ceramicas-piezoelctricas.html>.
- [5] R. Avilés Salazar. Dispositivos para el control de vibraciones. Master's thesis, Universidad Austral de Chile, 2001.
- [6] Ayuntamiento de Lorca. *1.164 viviendas han sido demolidas en Lorca por daños tras los seísmos dentro del plazo denominado de emergencia por el Gobierno, que terminó ayer*. 2011. Nota de prensa.
- [7] K. Bath. *Finite Element Procedures*, volume 2. Prentice Hall, 1995.
- [8] A. Benavent-Climent. Desarrollo e implementación de la tecnología de los disipadores de energía aplicada al control del daño en construcciones sometidas a terremotos, y su evaluación mediante técnicas avanzadas de tratamiento de señales (DIDETS). Technical report, Consejería de Innovación, Ciencia y Empresa. Junta de Andalucía (Proyectos de Investigación de Excelencia), 2007.
- [9] A. Benavent-Climent, A. Gallego, L. Romo-Melo, and L. Morillas. Health monitoring of hysteretic dampers subjected to cyclic loading through vibration tests. Submitted to. *Structural Health Monitoring*, 2012.
- [10] A. Benavent-Climent, L. Morillas, and D. Escolano-Margarit. Shake-table tests of a reinforced concrete frame with WPD-type hysteretic dampers. Submitted to. *Earthquake Engineering and Structural Dynamics*, 2012.
- [11] A. Benavent-Climent, L. Morillas, and J. Vico. A study on using wide-flange section web under out-of-plane flexure for passive energy dissipation. *Earthquake Engineering and Structural Dynamics*, 40(5):473–490, 2011.

-
- [12] A. Benavent-Climent, L. Morillas-Romero, J. Donaire-Avila, A. Escobedo-Ruiz, D. Escolano-Margarit, M. E. Oliver-Saiz, A. L. Ramírez-Márquez, and J. Conde. Envelopment and applications of passive anti-seismic devices for massive use in moderate-seismicity regions: state of the art Spain. *World Conference on seismic isolation energy dissipation and active vibration control of structures (Sochi, Russia)*, 2011.
- [13] A. Benavent-Climent, S. Oh, and H. Akiyama. Ultimate energy absorption capacity of slit-type steel plates subjected to shear deformations. *Journal of Structural and Construction Engineering*, 503:139–147, 1998.
- [14] L. Bozzo Rotondo and A. Barbat. *Diseño sismorresistente de edificios: técnicas convencionales y avanzadas*. Reverté, 2004.
- [15] Bruel and Kjær. Sitio Web. <http://www.bksv.es/>.
- [16] Bruel and Kjær. PULSE Multi-analyzer System Type 3560-B/C/D/E. Installation and IDA Hardware Manual. Technical report, 2007.
- [17] A. Carnicero. *Introducción al método de los elementos finitos*. Universidad Tecnológica Nacional de Argentina. Notas de clase. Programa de Ingeniería Industrial.
- [18] E. Castro. *Simulación de ondas elásticas en vigas mediante el método de redes y detección de daño mediante la transformada de Wavelet*. PhD thesis, Universidad de Granada, 2005.
- [19] R. Chan and F. Albermani. Experimental study of steel slit damper for passive energy dissipation. *Engineering Structures*, (30):1058–1066, 2008.
- [20] F. Chang. *Structural Health Monitoring 2000*. International Workshop on SHM. Published by Tecnomix Publ. Co. Stanford, 2000.
- [21] A. Chopra and B. Zeiders. *Earthquake Dynamics of Structures*, volume 2. Earthquake Engineering Research Institute, 2005.
- [22] M. Constantinou, T. Soong, and G. Dargush. Passive energy dissipation systems for structural design and retrofit. MCEER Monograph Series No. 1, Multidisciplinary Center for Earthquake. Engineering Research, Buffalo, N.Y., 1998.
- [23] Cristal Instruments. Sitio Web. <http://www.go-ci.com/company.asp>.
- [24] Cristal Instruments. Coco-80 specifications (v2.65). Technical report, 2011.
- [25] B. Dawson. Vibration condition monitoring techniques for rotating machinery. *The Shock and Vibration Digest*, 8(12):3, 1976.
- [26] S. Doebling, C. Farrar, M. Prime, and D. Shevitz. Damage identification and health monitoring of structural and mechanical systems from changes in their vibration characteristics: A literature review. La-13070-ms., Los Alamos National Laboratory, 1996.

- [27] S. Doebling, C. Farrar, M. Prime, and D. Shevitz. A review of damage identification methods that examine changes in dynamic properties. *The Shock and Vibration Digest*, 30(2):91–105, 1998.
- [28] M. Durruthy-Rodríguez, A. Peláiz-Barranco, and F. Calderón-Piñar. Características estructurales y dieléctricas de las cerámicas pzt54/46 con dopajes donores en sitios a y b. *IBEROMETIX - Congreso Iberoamericano de Metalurgia y Materiales*, 2006.
- [29] A. Escobedo. Frecuencias propias de vibración de un nuevo disipador pasivo de energía. Trabajo de clase. Master en estructuras. Universidad de Granada, 2010.
- [30] S. Fassois and J. Sakellariou. Time-series methods for fault detection and identification in vibrating structures. *Philosophical Transaction - The Royal Society*, 365:411–448, 2007.
- [31] G. Franco-Ascencio. Detección de daño estructural mediante métodos de correlación modal. Trabajo Fin de Carrera, Universidad Nacional Autónoma de México, 2006.
- [32] C. Frietzen, G. Mengelkamp, and A. Güemes. *A CFRP plate with piezo-electric actuators and sensors as self-diagnosing intelligent structure*. Proceedings of the ISMA, Leuven, Belgium, 2002.
- [33] A. Gallego, A. Benavent-Climent, L. Romo-Melo, and L. Morillas. Piezoelectric sensing and non-parametric statistical signal processing for health monitoring of hysteretic dampers used in seismic-resistant structures. Submitted to. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2011.
- [34] A. Ghobarah. Performance based design in earthquake engineering: state of development. *Engineering Structures*, 23(8):878–884, 2001.
- [35] R. Hanson and T. Soong. Seismic design with supplemental energy dissipation devices. Monograph no. 8, EERI Oakland, California, 2001.
- [36] HIDECORTE. Sitio Web. <http://www.hidecorte.com/index.php/materiales.html>.
- [37] L. Ho, S. Hoon, H. Choong, S. Young, H. Myung, and S. Tae. Ultimate energy absorption capacity of steel plate slit dampers subjected to shear force. *Steel Structures*, (2):71–79, 2002.
- [38] G. Housner, L. Bergman, T. Caughey, A. Chassiakos, R. Claus, S. Masri, R. Skelton, T. Soong, and B. Spencer. Structural control: Past, present, and future. *Journal of Engineering Mechanics*, 9(123):897–958, 1997.
- [39] Industria Taylor Devices. Sitio Web. <http://www.taylordevices.com>.
- [40] Instituto Andaluz de Geofísica. Prevención sísmica: Base de datos macrosísmicos (1966-2002). <http://www.ugr.es/~iag/inv/bds.html>.
- [41] Ishikawajima Harima Heavy. Sitio Web. <http://www.ihl.co.jp>.

- [42] Kajima Corporation. Sitio Web. <http://www.kajima.co.jp>.
- [43] A. H. Kato B and Y. H. Predictable properties of structural steels subjected to incremental cyclic loading. *IABSE Symposium on Resistance and Ultimate Deformability of Structures Acted on Well Defined Loads*, 1973.
- [44] J. Kelly. Base isolation: linear theory and design. *Earthquake Spectra*, 2(6):223–244, 1990.
- [45] F. Kopsaftopoulos and S. Fassois. Vibration based health monitoring for a thin aluminium plate: Experimental assessment of several statistical time series methods. In *5^o European Workshop on Structural Health Monitoring, EWSHM 2010, Sorrento (Italy)*, 2010.
- [46] A. Ladrón de Guevara. *Sistema de medida para detección de defectos en materiales compuestos avanzados mediante técnicas vibro-acústicas*, 2011. Proyecto Fin de Carrera.
- [47] S. Lee. Design of a bracing-friction damper system for seismic retrofitting. *Smart Structures and Systems*, 5(4):685–696, 2008.
- [48] Measurement Specialties. Piezo film sensors technical manual. Technical report, 2006.
- [49] J. Mendoza, A. Suarez, J. Redondo, and M. Maturana. Curso de metales: ensayo de tracción en metales. <http://www.plusformacion.com/Recursos/r/Ensayo-traccion-metales>.
- [50] Ministerio de Fomento de España. *Código Técnico de la Edificación (CET): Documento Básico SE-A: Seguridad estructural del acero*, 2011.
- [51] R. Méndez. Murcia en la zona más sísmica de España. http://elpais.com/elpais/2011/05/11/actualidad/1305101862_850215.html.
- [52] P. Moreno-García, E. Castro, L. Romo-Melo, A. Gallego, J. Pérez-Aparicio, and A. Roldán. Vibration tests in CFRP plates for damage detection via non-parametric signal analysis. *Shock and Vibrations*, 2011.
- [53] M. Nakashima, P. Pan, D. Zamfirescu, and R. Weitzmann. Post-kobe approach for design and construction of base-isolated buildings. *Journal of Japan Association for Earthquake Engineering*, 4:259–264, 2004.
- [54] Norma UNE-EN 10025. *Productos laminados en caliente de acero no aleado, para construcciones metálicas de uso general*, 1994.
- [55] Norma UNE-EN 10210-1. *Perfiles huecos para construcción, acabados en caliente, de acero no aleado de grado fino*, 1994.
- [56] A. Oppenheim, A. Willsky, and S. Hamid. *Señales y sistemas*, volume 2. Pearson Prentice Hall, 1997.

- [57] J. Oviedo and M. Duque. Situación de las técnicas de control de respuesta sísmica. *EIA*, (12):113–124, 2010.
- [58] Pall Dynamics. Sitio Web. <http://www.palldynamics.com>.
- [59] R. Palma-Guerrero. Estudio numérico de cerámicas piezoeléctricas con defectos. Trabajo de Investigación Tutelada, Universidad de Granada, 2006.
- [60] Piezo Systems. Sitio Web. <http://www.piezo.com/prodelect1epa104.html>.
- [61] Piezo Systems Inc. Hoja de datos y manual del amplificador EPA 104. Piezo Linear Amplifier: Low electrical noise. Technical report, Piezo Systems, Inc, 2011.
- [62] J. Pombo, W. Tuckart, and R. Rossi. Determinación de frecuencias naturales de una placa anular empotrada en el centro a través de distintos métodos. *Mecánica Computacional*, 2004.
- [63] Portal de la industria 3M. Sitio Web. <http://www.3m.com>.
- [64] S. Rao and A. Prasad. Vibrations of annular plates including the effects of rotatory inertia and transverse shear deformation. *Journal of Sound and Vibrations*, 42:305–324, 1975.
- [65] L. Romo-Melo, A. Gallego, A. Benavent-Climent, E. Castro, and D. Avendaño. Damage detection in energy dampers for reinforced concrete structures by means of vibration test. *6º Encuentro del Grupo Latino Americano de Emisión Acústica GLEA. Portoalegre (Brazil)*, 2009.
- [66] L. Romo-Melo, A. Gallego, A. Benavent-Climent, and A. Roldán. Nonparametric methods applied to vibration response signals for damage detection in hysteretic energy dampers. *International Conference on Structural Engineering Dynamics ICEDyN. Tavira (Portugal)*, 2010.
- [67] L. Romo-Melo, L. Morillas, A. Gallego, A. Benavent-Climent, and A. Roldán. Detección de niveles de daño en disipadores histeréticos de energía por medio de ensayos de vibraciones. *4º Congreso Nacional de Ingeniería Sísmica. Granada (España)*, 2011.
- [68] A. Rytter. *Vibration Based Inspection of Civil Engineering Structures*. PhD Thesis. Aalborg University, Denmark, 1993.
- [69] J. P. Sebastiá, J. A. Lluch, and J. L. Vizcaíno. Signal conditioning for GMR magnetic sensors: Applied to traffic speed monitoring GMR sensors. *Sensors and Actuators*, 137:230–235, 2007.
- [70] N. Shrive. Intelligent structural health monitoring: a civil engineering perspective. *International Conference on Systems, Man and Cybernetics, IEEE. Canadá*, 2005.
- [71] Sitio Web. Diccionario de arquitectura y construcción. <http://www.parro.com.ar/>.

-
- [72] H. Sohn, C. Farrar, F. Hemez, D. Shunk, D. Stinemates, B. Nadler, and J. Czarnecki. A review of structural health monitoring literature: 1996-2001. Technical report, Los Alamos National Laboratory, LA-13976-MS, 2004.
- [73] T. T. Soong and G. F. Dargush. *Passive energy dissipation systems in structural engineering*. Chichester, U.K., Wiley edition, 1997.
- [74] T. T. Soong and J. B. F. Spencer. Supplemental energy dissipation: State-of-the-art and state-of-the-practice. *Engineering Structures*, 24(3):243–259, 2002.
- [75] Sumitomo Rubber LDT. Sitio Web. <http://hybrid.srigroup.co.jp>.
- [76] M. Symans. Special issue on design and analysis of structures with seismic damping systems. *Structural Engineering. ASCE*, pages 1–2, 2008.
- [77] M. D. Symans and F. A. Charney. Seismic protective systems: passive energy dissipation. Technical report, Virginia Polytechnic Institute & State University, 2003.
- [78] M. D. Symans, F. A. Charney, A. S. Whittaker, M. C. Constantinou, C. A. Kircher, M. W. Johnson, and R. J. McNamara. Energy dissipation systems for seismic applications: Current practice and recent developments. *Journal of Structural Engineering. ASCE*, 134(1):3–21, 2008.
- [79] M. Thomson, D. Gómez, and J. Marulanda. Control systems for dynamic loading protection of civil structures. *Revista de la Facultad de Minas DYNA. Universidad Nacional de Colombia*, 155(75):77–89, 2008.
- [80] C. Turner. *Introduction to Plate and Shell Theory*. American Elsevier, 1965.
- [81] S. M. Vogel and D. Skinner. Natural frequency of transversely vibrating uniform annular plates. *Journal of Applied Mechanics*, 32:926–931, 1965.
- [82] T. Wha. Vibration of circular plates. *Journal of the Acoustical Society of America*, 34:275–281, 1983.
- [83] K. Worden, C. R. Farrar, G. Manson, and G. Park. The fundamental axioms of structural health monitoring. *Philosophical Transactions of the Royal Society: Mathematical, Physical & Engineering Sciences*, 463(2082):1639–1664, 2007.