



UNIVERSIDAD DE DEUSTO

METODOLOGÍA DE SINTONIZACIÓN DE
TRANSDUCTORES BASADOS EN VIBRACIÓN
PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA
ENERGÉTICA EN SISTEMAS
ENERGY HARVESTING

XABIER EGUILUZ URIZAR

Bilbao, noviembre de 2015



UNIVERSIDAD DE DEUSTO

METODOLOGÍA DE SINTONIZACIÓN DE
TRANSDUCTORES BASADOS EN VIBRACIÓN
PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA
ENERGÉTICA EN SISTEMAS
ENERGY HARVESTING

Tesis doctoral presentada por
XABIER EGUILUZ URIZAR
dentro del Programa de Doctorado en
SISTEMAS DE INFORMACIÓN

Dirigida por el
Dr. JON LEGARDA MACÓN
y por la
Dra. MARÍA LORETO MATEU SÁEZ

Autor

Director

Director

Bilbao, noviembre 2015

A mi mujer, a mi hermano y a mis padres.

Resumen

Este trabajo de investigación se enmarca dentro del campo de los sistemas electrónicos de bajo consumo que utilizan tecnologías Energy Harvesting como fuente de alimentación. De entre todas las fuentes energéticas ambientales disponibles, se ha optado por la basada en vibración como una de las más versátiles y con mayor proyección hoy en día en este campo, ya que se basa en la velocidad de desplazamiento de una masa y en su energía cinética asociada. En particular, ha sido la tecnología piezoeléctrica la utilizada como transductor en este caso de estudio, debido a las mejores prestaciones que actualmente ofrece frente a sus tecnologías hermanas, la electromagnética y la electrostática.

Durante el proceso de diseño de un módulo de alimentación basado en este tipo de fuentes energéticas, y que normalmente debe atender a requisitos de muy bajo consumo, la eficiencia de cualquiera de las partes que forman dicho módulo cuenta. Los transductores siempre son el primero de los componentes, y por ello cualquier mejora en su eficiencia tiene un impacto mayor en el balance global. Este trabajo trata de mejorar la cantidad de energía que un transductor piezoeléctrico es capaz de dar ante la misma excitación mecánica, y lo hace pensando en mejorar los procesos de diseño de los módulos de alimentación, en los que es preferible basarse en el análisis previo de la señal de excitación en lugar de en largos y costosos procesos de experimentación.

Un transductor piezoeléctrico es de partida un componente comercial al que prácticamente solo se le puede modificar su frecuencia natural de resonancia. Dicho transductor proporciona una máxima tensión eléctrica si se le somete a una deformación cuya amplitud varíe a dicha frecuencia. Los trabajos realizados hasta el momento en el campo de diseño de transductores piezoeléctricos parten del hecho de que la fuente de esa deformación es una vibración mecánica constante, es decir, el espectro frecuencial de la aceleración del desplazamiento mecánico debido a esa vibración no varía a lo largo del tiempo. En base a esa premisa, el método tradicional de sintonización propone ajustar la frecuencia natural del transductor a la frecuencia de la señal de aceleración con amplitud máxima, considerando que la energía mecánica a dicha frecuencia será también máxima.

No obstante, muchas de las aplicaciones, en las que la tecnología piezoeléctrica puede ser la idónea para alimentar electrónica de bajo consumo, presentan ciclos temporales en los que la aceleración no es constante en el tiempo, por lo que la premisa anterior es replanteada mediante este trabajo de investigación. Se propone una mejora de la metodología de sintonización de transductores piezoeléctricos que optimice su eficiencia energética. Se parte de la hipótesis de que una señal de vibración no constante en el tiempo puede proporcionar una mayor energía eléctrica si la frecuencia de sintonización se escoge en base a un análisis del espectrograma de dicha señal. Este tipo de análisis no pierde la información temporal, al contrario que le sucede a la metodología actual, lo que permite tener un conocimiento cualitativo de la energía mecánica disponible en este tipo de señales.

La presente tesis es en esencia un exhaustivo trabajo de experimentación encaminado a demostrar la hipótesis planteada. Se parte de 5 señales de aceleración obtenidas en escenarios reales, las cuales son analizadas utilizando tanto el método actual como el propuesto en este trabajo. Cada método propone dos frecuencias de sintonización diferentes (F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente) para cada señal, por lo que se sintonizan 10 transductores piezoeléctricos y se obtiene la energía generada por cada uno de ellos.

El método de sintonización de transductores propuesto en esta tesis demuestra la hipótesis de que es posible aumentar la energía obtenida de una fuente de vibración no constante si a ésta se le aplica un análisis del espectrograma para la selección de la frecuencia natural del transductor.

Índice general

Índice de figuras	xi
Índice de tablas	xix
1 Introducción	1
1.1 Tecnologías Energy Harvesting	2
1.2 Tecnologías Energy Harvesting basadas en movimiento	5
1.2.1 Transductores electromagnéticos	6
1.2.2 Transductores electrostáticos	7
1.2.3 Transductores piezoeléctricos	8
1.2.4 Comparativa	13
1.3 Eficiencia energética en módulos de alimentación EH	14
2 Motivación, hipótesis y objetivos	21
2.1 Motivación para el desarrollo de esta investigación	22
2.2 Hipótesis	22
2.3 Objetivos de la tesis	23
2.4 Metodología de investigación	24
3 Análisis de metodologías para la sintonización de un transductor piezoeléctrico	27
3.1 Análisis de los modelos mecánicos	28

3.1.1	Modelo de Euler-Bernoulli	31
3.1.2	Modelo de Rayleigh	32
3.1.3	Modelo de Timoshenko	34
3.1.4	Comparativa de los modelos mecánicos analizados	39
3.2	Análisis de los modelos electromecánicos	39
3.3	Análisis de los métodos experimentales	43
3.4	Conclusiones	44
4	Metodología para la selección y ajuste de transductores piezo- eléctricos	47
4.1	Introducción	48
4.2	Fase 0	49
4.2.1	Cálculo de la potencia de señales aperiódicas en tiempo discreto en el dominio frecuencial	53
4.2.2	Cálculo de energía de señales aperiódicas en tiempo discreto en el dominio frecuencial	54
4.2.3	Elección de frecuencias de sintonización del trans- ductor piezoeléctrico	57
4.3	Fase 1	59
4.4	Fase 2	61
4.5	Fase 3	65
4.5.1	Calibración del vibrador electrodinámico	66
4.5.2	Proceso de medida	66
4.6	Fase 4	72
5	Experimentación y validación	75
5.1	Introducción	76
5.2	Descripción detallada del experimento 1	78
5.2.1	Análisis de la señal de aceleración	78
5.2.2	Elección de los transductores piezoeléctricos	79

5.2.3	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias	80
5.2.4	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico	86
5.2.4.1	Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias	92
5.2.4.2	Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias	93
5.2.5	Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico	94
5.3	Síntesis del conjunto de experimentos restantes	98
5.3.1	Experimento 2	98
5.3.1.1	Análisis de la señal de aceleración	98
5.3.1.2	Elección de los transductores piezoeléctricos	100
5.3.1.3	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias	100
5.3.1.4	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico	102
5.3.1.4.1	Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias	105
5.3.1.4.2	Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias	105
5.3.1.5	Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico	107
5.3.2	Experimento 3	109
5.3.2.1	Análisis de la señal de aceleración	109
5.3.2.2	Elección de los transductores piezoeléctricos	110

5.3.2.3	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias	111
5.3.2.4	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico	114
5.3.2.4.1	Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias	114
5.3.2.4.2	Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias	116
5.3.2.5	Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico	116
5.3.3	Experimento 4	119
5.3.3.1	Análisis de la señal de aceleración	119
5.3.3.2	Elección de los transductores piezoeléctricos	121
5.3.3.3	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias	121
5.3.3.4	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico	124
5.3.3.4.1	Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias	125
5.3.3.4.2	Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias	128
5.3.3.5	Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico	128
5.3.4	Experimento 5	130
5.3.4.1	Análisis de la señal de aceleración	130
5.3.4.2	Elección de los transductores piezoeléctricos	132

5.3.4.3	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias	132
5.3.4.4	Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico	134
5.3.4.4.1	Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias	136
5.3.4.4.2	Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias	137
5.3.4.5	Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico . . .	137
5.4	Conclusiones	140
6	Conclusiones y líneas futuras	143
6.1	Conclusiones	144
6.2	Líneas futuras	145
A	Contribuciones científicas	147
	Bibliografía	153

Índice de figuras

1.1	Esquema de funcionamiento del sistema energético del reloj <i>Seiko Kinetic</i>	6
1.2	Tipos de transductores electrostáticos.	8
1.3	Tipos de estructuras cristalinas.	9
1.4	Generador basado en un transductor piezoeléctrico bimorfo colocado en voladizo.	11
1.5	Modelo mecánico equivalente para un transductor piezoeléctrico.	11
1.6	Diagrama general de un sistema de alimentación Energy Harvesting.	15
1.7	Señal de aceleración en el dominio temporal medida en la carcasa de un microondas.	18
1.8	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.	18
1.9	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en uno de los extremos de un puente colgante cerca de los pilares.	19
1.10	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en una caldera mixta doméstica.	19

1.11	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior de un motor industrial de inducción. . . .	20
1.12	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la muñeca de una persona haciendo diferentes movimientos.	20
2.1	Metodología de investigación	24
3.1	Viga en voladizo	28
3.2	Oscilador con un grado de libertad	29
3.3	Modelo Butterworth-van Dyke	40
3.4	Representación mecánica (a) y eléctrica (b) de modelos equivalentes de sistemas piezoeléctricos	41
3.5	Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.	43
4.1	Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos	50
4.2	Señal de aceleración aleatoria y aperiódica en los dominios temporal y frecuencial.	55
4.3	Espectrograma obtenido a partir de una señal de aceleración aleatoria y aperiódica.	57
4.4	Secuencia de desarrollo de la fase 0 de la metodología y su transición hacia la fase 1.	58
4.5	Generador basado en un transductor piezoeléctrico bimorfo colocado en voladizo.	60
4.6	Secuencia de desarrollo de la fase 2 de la metodología	61
4.7	Módulo del diagrama de Bode	64
4.8	Secuencia de desarrollo de la calibración correspondiente a la primera parte de la fase 3	67

4.9	Secuencia de desarrollo de las medidas y análisis de resultados correspondientes a segunda parte de la fase 3	70
4.10	Potencia generada por el transductor piezoeléctrico después del primer ajuste de la frecuencia natural, siendo la frecuencia objetivo 23 Hz	71
4.11	Potencia generada por el transductor piezoeléctrico después del segundo ajuste de la frecuencia natural, siendo la frecuencia objetivo 23 Hz	71
4.12	Secuencia de desarrollo de la fase 4 de la metodología	73
5.1	Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos	77
5.2	Sensor acelerómetro fijado al salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter.	79
5.3	Señal de aceleración correspondiente al experimento 1.	80
5.4	Secuencia de desarrollo de la Fase 2 de la metodología utilizando los equipos reales	82
5.5	Banco de pruebas con el analizador de impedancias.	83
5.6	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday	84
5.7	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 1.	85
5.8	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday	85
5.9	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 1.	86
5.10	Secuencia de desarrollo de la calibración correspondiente a la primera parte de la Fase 3	88

5.11	Secuencia de desarrollo de las medidas y análisis de resultados correspondientes a la segunda parte de la Fase 3	89
5.12	Banco de pruebas para vibraciones mecánicas	90
5.13	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico	91
5.14	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico	91
5.15	Medida obtenida al realizar el primer barrido de frecuencias y resistencias.	93
5.16	Medida obtenida al realizar el segundo barrido de frecuencias y resistencias.	95
5.17	Sensor acelerómetro fijado al chasis cerca del filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter.	99
5.18	Señal de aceleración correspondiente al experimento 2.	99
5.19	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday	101
5.20	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 2.	101
5.21	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday	102
5.22	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 2.	103
5.23	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico	104
5.24	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico	104
5.25	Medida obtenida al realizar el primer barrido de frecuencias y resistencias.	106

5.26	Medida obtenida al realizar el segundo barrido de frecuencias y resistencias.	108
5.27	Sensor acelerómetro fijado al brazo de la suspensión delantera de un coche Ford Fiesta	110
5.28	Señal de aceleración correspondiente al experimento 3.	110
5.29	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday	111
5.30	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 3.	112
5.31	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday	113
5.32	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 3	113
5.33	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico	114
5.34	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico	115
5.35	Medida obtenida al realizar el primer barrido de frecuencias y resistencias.	117
5.36	Medida obtenida al realizar el segundo barrido de frecuencias y resistencias.	118
5.37	Sensor acelerómetro fijado al salpicadero de la furgoneta Volkswagen Transporter	120
5.38	Señal de aceleración correspondiente al experimento 4.	120
5.39	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday	122

5.40	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 4	123
5.41	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday	123
5.42	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 4	124
5.43	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico	125
5.44	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico	126
5.45	Medida obtenida al realizar el primer barrido de frecuencias y resistencias.	127
5.46	Medida obtenida al realizar el segundo barrido de frecuencias y resistencias.	129
5.47	Sensor acelerómetro fijado al brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter	131
5.48	Señal de aceleración correspondiente al experimento 5.	131
5.49	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday	132
5.50	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 5	133
5.51	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday	134
5.52	Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 5	135

5.53	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico	135
5.54	Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico	136
5.55	Medida obtenida al realizar el primer barrido de frecuencias y resistencias.	138
5.56	Medida obtenida al realizar el segundo barrido de frecuencias y resistencias.	139

Índice de tablas

1.1	Comparativa de densidades de potencia entre diferentes fuentes.	3
1.2	Máxima densidad de energía de los tres tipos de transductores	13
3.1	Modelos mecánicos para teoría de vigas	30
3.2	Comparativa de la frecuencia de resonancia calculada para cada uno de los modelos electromecánicos y de manera experimental	43
5.1	Dependencias entre frecuencia natural y las masas añadidas al transductor piezoeléctrico V21BL según el fabricante. . .	81
5.2	Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el exp. 1	92
5.3	Resultados del experimento 1	97
5.4	Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el exp. 2	105
5.5	Resultados del experimento 2	109
5.6	Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el exp. 3	115
5.7	Resultados del experimento 3	119
5.8	Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el exp. 4	126

5.9	Resultados del experimento 4	130
5.10	Límites superior e inferior para cada rango de valores resis- tivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el exp. 5	136
5.11	Resultados del experimento 5	140
5.12	Resultados de los experimentos	141

Acrónimos

DFT *Discrete Fourier Transform*, Transformada de Fourier Discreta

EH *Energy Harvesting*, Recuperación energética

FEM *Finite Element Method*, Método de Elementos Finitos

FFT *Fast Fourier Transform*, Transformada rápida de Fourier

PSD *Power Spectral Density*, Densidad de Potencia Espectral

PVDF *Polyvinylidene Fluoride*, Polifluoruro de vinilideno

PZT *Lead Zirconate Titanate*, Titanato de zirconato de plomo

RFID *Radio Frequency IDentification*, Identificación por Radio Frecuencia

STFT *Short Time Fourier Transform*, Transformada de Fourier de tiempo reducido

CAPÍTULO

1

Introducción

EN este primer capítulo, se realiza una breve descripción sobre las diferentes técnicas de recuperación energética aplicadas a los sistemas de bajo consumo, a partir de las fuentes de energía solar, térmica, eólica y cinética. Posteriormente se centra el análisis en los métodos de recuperación energética que aprovechan el movimiento del entorno que les rodea, a través de los transductores electromagnéticos, electrostáticos y piezoeléctricos. Dado que son los transductores piezoeléctricos los que han sido utilizados en este trabajo, se realiza un análisis más detallado que para los electromagnéticos y electrostáticos.

Finalmente, se introducen los problemas de eficiencia y adaptación entre elementos existentes en un sistema de alimentación. Una vez se presenta el sistema representado a través de un diagrama de bloques, se indica la parte en la que se centra este trabajo: el análisis de la señal de aceleración como fuente y la mejora de la eficiencia del transductor piezoeléctrico. Además, se presenta la problemática derivada del tipo de señal de aceleración que produce el movimiento del que se quiere obtener la energía.

1.1 Tecnologías Energy Harvesting

Se define como *Energy Harvesting* la extracción de energía de fuentes ambientales para su uso en dispositivos de bajo consumo. Siendo rigurosos existen dos términos: *Energy Harvesting* y *Energy Scavenging*. El primero de ellos se refiere a situaciones donde las fuentes de energía ambiental pueden estar caracterizadas y son habituales, mientras que el segundo se refiere a entornos en los que las fuentes ambientales son desconocidas o altamente irregulares. A pesar de este matiz, se considera que para que sea posible realizar una eficiente extracción de la energía ambiental del entorno, es necesaria un amplio conocimiento del mismo [PI08].

La tecnología *Energy Harvesting* ha atraído el interés de la comunidad científica así como de la industria, como potencial fuente inagotable de energía para dispositivos electrónicos de bajo consumo. Además, el aumento de dispositivos inalámbricos y distribuidos utilizados en la monitorización remota está provocando un incremento considerable de proyectos de investigación realizados en este campo en los últimos 10 años [MYR⁺08].

Las fuentes de energía disponibles pueden ser agrupadas principalmente en cuatro grupos: luz, radio-frecuencia (RF), gradientes de temperatura, y movimiento, incluyendo flujos de aire. En la tabla 1.1 se puede apreciar la diferencia de densidad de potencia obtenida experimentalmente a partir de distintas fuentes [RWR04].

La obtención de energía a través de paneles solares es el método que más atención recibe en la actualidad y el más utilizado tanto en investigación como en aplicaciones comerciales. Su uso en redes de sensores inalámbricas ha sido validado a través de varios trabajos [ROC⁺03, JPC05, WSL⁺02]. Uno de los trabajos más conocidos donde se ha integrado esta tecnología en sistemas embebidos es *Helimote* [LYH⁺05], que ha servido como referencia para otros muchos [SET09, SGIS10, GHG⁺14, GWLS14]. Una de las desventajas de esta fuente de energía es que varía mucho de exteriores a interiores, ya que

Fuente de energía	Densidad de potencia ($\mu W/cm^3$)
Solar (exteriores)	15000*
Solar (interiores)	10*
Vibraciones	375
Temperatura	40* [†]
Corriente de aire	380 [‡]

* Medido en potencia por cm^2 en lugar de potencia por cm^3 .

[†] Prueba realizada con una diferencia de temperatura de $5^\circ C$.

[‡] Prueba realizada con una corriente de 5 m/s y eficiencia de conversión del 5%.

Tabla 1.1: Comparativa de densidades de potencia entre diferentes fuentes [RWR04].

en el segundo caso la intensidad de la luz incidente disminuye en un 90 % por lo que es necesaria una superficie 10 veces mayor que si estuviera colocado en el exterior [PI08].

El uso de las radiaciones electromagnéticas en *Energy Harvesting* se está convirtiendo en un método alternativo para alimentar la nueva generación de redes de sensores inalámbricas [XWN⁺14]. Este tipo de fuente es predecible e incluso permite suministrar la energía bajo demanda, pudiendo agruparse en fuente de RF ambiental y fuente de RF dedicada respectivamente [MDJ⁺15]. Aunque existen trabajos relacionados con el aprovechamiento de la energía ambiental [BDLV10] a través de las radiaciones electromagnéticas de campo lejano [NMLC12, OH95], su uso más común se encuentra en los identificadores por radio-frecuencia (RFID). Éstos son utilizados en múltiples campos, desde la logística hasta el control de animales. En este caso se utilizan las radiaciones electromagnéticas de campo cercano o inductivas [SKSS99, EP05]. Asimismo, se están realizando pruebas y prototipos para

utilizar esta tecnología como parte del sistema de carga de baterías en los vehículos autónomos [SAP⁺15]. La principal desventaja de estos sistemas es que requieren de una infraestructura adicional dedicada a alimentar el dispositivo, ya que la fuente que genera las ondas electromagnéticas no es natural y varía en función de los requisitos de cada aplicación [AA14]. Por este motivo no aparece en la tabla comparativa.

El aprovechamiento de la energía térmica en la electrónica de bajo consumo está viéndose incrementada gracias a la investigación en nuevos materiales [SCG⁺12, KFG⁺13]. Su principio de funcionamiento se basa en aprovechar la energía generada por un gradiente de temperatura específico, 5°C, lo cual limita los casos de uso en los que puede ser aplicada. Existen varios casos de éxito en entornos industriales alimentando redes de sensores inalámbricas con este método [SEWZ06]. Sin embargo, su principal atractivo es integrarlo con los vestibles inteligentes [HTCP09] y los sistemas de monitorización de parámetros vitales [HTCP09]. En este campo, Thielen et al. [TAS⁺14] han conseguido implementar electrodos autónomos para realizar electroencefalografías. Sin embargo, no resulta sencillo conseguir un gradiente suficiente entre la temperatura del cuerpo humano y la ambiental, ya que el transductor debe estar en total contacto con la piel de manera continuada.

Los generadores que aprovechan las corrientes de aire son los que han recibido una menor atención en el campo de la electrónica de bajo consumo, a pesar de su relativamente alta densidad de potencia eléctrica [MYR⁺08]. Su principal campo de aplicación lo sitúa en los sistemas de ventilación de edificios inteligentes, donde se realiza una monitorización remota del estado de los mismos. Para ello se han desarrollado sistemas que integran pequeñas “turbinas” que deben ser capaces de funcionar con flujos de aire con velocidades inferiores a 1m/s [ZJTL14, RTDA14]. Sin embargo, existen trabajos de investigación que aprovechan los transductores piezoeléctricos [WBCS15, ZAHH15] y electromagnéticos [FZML14] que hacen posible generar energía a partir de bajos flujos de aire. Su principal inconveniente

en las soluciones que utilizan “turbinas” es el de la miniaturización, mientras que para los sistemas basados en otras estructuras la fuerte dependencia de las frecuencias de oscilación y la dirección del flujo de aire reducen su eficiencia.

A pesar del impacto conseguido por las tecnología fotovoltaica como fuente de energía, la energía cinética en forma de vibración o movimiento es generalmente la fuente de energía disponible más versátil y ubicua [MYR⁺08]. Esto sitúa este tipo de tecnología en gran cantidad de escenarios, como es el caso del transporte [DPSF11], la industria [AS06] y las estructuras de edificaciones [PRT⁺08, BMF⁺11], donde existen vibraciones cuya energía puede ser aprovechada para alimentar una electrónica de bajo consumo. Los métodos más habituales para aprovechar esta energía son a través de transductores electromagnéticos, electrostáticos y piezoeléctricos. Todos ellos serán analizados con detalle en la siguiente sección.

En cualquiera de los casos, la literatura sugiere que cada aplicación debe ser evaluada de manera individual con el objetivo de encontrar el mejor método de recuperación energética para cada caso [MYR⁺08].

1.2 Tecnologías Energy Harvesting basadas en movimiento

Este trabajo se ha centrado en el análisis de las señales de aceleración para aquellas aplicaciones en las que se utiliza el movimiento como fuente de energía. Existen tres tipos de transductores según cómo aproveche ese movimiento y lo transforme en electricidad: los electrostáticos, los electromagnéticos y los piezoeléctricos. Estos transductores han sido analizados y utilizados en gran cantidad de estudios [RWR03, RSF⁺04, SP04, MR00] por lo que a continuación se realizará una breve descripción de ellos, detallando más en profundidad los transductores piezoeléctricos por ser los que se han utilizado en este trabajo.

1.2.1 Transductores electromagnéticos

Uno de los métodos de recuperación energética más efectivos es resultado de la inducción electromagnética generada a través de imanes permanentes, una bobina y una superficie resonante. El primer transductor de este tipo fue desarrollado en 1989 en forma de patente de la empresa de relojes Seiko [Hay91]. En ella se explica lo que en la actualidad se conoce como el reloj *Seiko Kinetic*, un producto comercial cuyas partes se detallan en la figura 1.1.

Su funcionamiento consiste en que una masa asimétrica libre de rotación oscile respecto a un punto distanciado de su centro de masa, que está conectado permanentemente a un transductor electromagnético a través de unos engranajes de alta relación. Sin embargo, no fue hasta 1996 cuando apareció una patente mucho más genérica [Tie96], en cuyo sistema se proponía el uso del movimiento relativo entre imanes y bobinas para obtener energía del movimiento lineal.

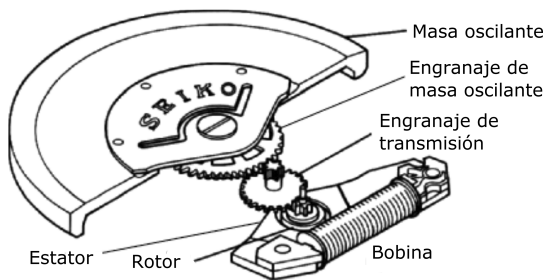


Figura 1.1: Esquema de funcionamiento del sistema energético del reloj *Seiko Kinetic*.

Por otro lado, para mejorar el grado de acoplo es necesario elegir un tipo de imán que produzca una alta densidad de flujo magnético. En el mercado resulta complicado encontrar imanes permanentes apropiados para este tipo de aplicaciones y que aumenten la densidad de energía magnética de los imanes convencionales. Los más utilizados suelen ser los de neodimio (NdFeB) ya que tienen las propiedades magnéticas más altas por centímetro cúbico.

Estos imanes pueden operar en temperaturas de hasta 120°C, en caso de que las temperaturas sean más altas se pueden utilizar los imanes de samario de cobalto (SmCo), que son menos potentes pero resisten temperaturas de hasta 250°C.

La influencia de la bobina en el transductor está caracterizada por la proporción de la misma que atraviesa el campo magnético, el número de vueltas que la forme y su resistencia serie. Efectos secundarios como la inductancia de la bobina pueden ser ignorados debido a la baja frecuencia a la que se trabaja. También se pueden utilizar bobinas impresas en capas de sustratos conductores y aislantes, utilizando la tecnología de películas delgadas. La principal desventaja de utilizar bobinas impresas es que la finura de cada una de las capas conlleva una gran resistencia serie para la bobina.

1.2.2 Transductores electrostáticos

Los transductores que recuperan energía debido al efecto electrostático son muy recientes y los primeros trabajos realizados sobre ellos fueron llevados a cabo por el Instituto Tecnológico de Massachusetts [AMMM⁺00, MMA⁺01]. Su principio de funcionamiento consiste en el movimiento relativo entre dos placas cargadas y aisladas eléctricamente que generan energía [BTW06].

Tal y como se refleja en la figura 1.2, las placas se desplazan en la dirección del movimiento que reciben del dispositivo al que está fijado el propio transductor electrostático, y éstas actúan al igual que un condensador, en función de la distancia entre ellas. En función de la orientación del movimiento del que se desea recuperar energía o de la distribución de los elementos del transductor, estos pueden ser clasificados en tres tipos: variación de solapamiento en el plano 1.2(a), variación de la distancia en el plano 1.2(b), variación de la distancia fuera de plano 1.2(c). Gracias a los experimentos realizados [RWP02], se conoce que los transductores de variación de la distancia en el plano son los que mayor densidad de potencia consiguen generar,

seguidos por los de variación de distancia fuera de plano y por último los de variación de solapamiento en el plano.

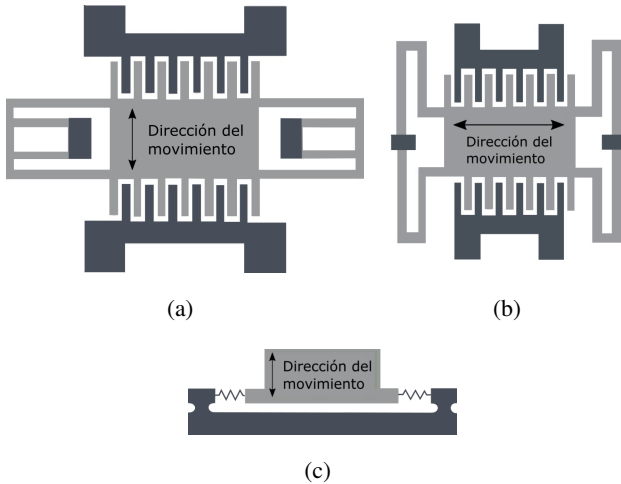


Figura 1.2: Tipos de transductores electrostáticos [RWR04].

Cada uno de ellos puede funcionar tanto en ciclos con limitación de carga como en ciclos con limitación de voltaje. En general, cuando se utiliza la limitación de voltaje se consigue más energía que cuando se usa la de carga. Sin embargo, colocando un condensador en paralelo con el condensador de recuperación energética, la energía del sistema de limitación de carga tiende a acercarse a la del condensador del sistema de limitación de voltaje. Uno de los principales inconvenientes de este tipo de transductores es que necesitan de una fuente de energía para iniciar el proceso de conversión, ya que el condensador debe estar cargado para que se inicie dicho proceso.

1.2.3 Transductores piezoeléctricos

La piezoelectricidad es un fenómeno que fue descubierto por los hermanos Curie a finales del siglo XIX, mientras estudiaban cómo la presión en cristales como el cuarzo y la turmalina generaba cargas eléctricas. Posteriormente, se descubrieron gran cantidad de cristales, que sometidos a polarización,

ofrecían las mismas propiedades que el cuarzo o la turmalina, como es el caso de los monocristales y los polímeros. Estas estructuras cristalinas tienen un equilibrio de cargas con polarización positiva y negativa, el cual queda neutralizado sobre el eje polar. Cuando este equilibrio de cargas es alterado por una fuerza externa sobre la malla cristalina, la energía es transferida por cargas eléctricas portadoras creando una corriente en el cristal. Sin embargo, para que el efecto piezoeléctrico aparezca, el cristal no debe tener centro de simetría, como se explica a través de las estructuras monocristalinas y policristalinas [CRC⁺ 14].

En las estructuras monocristalinas, los ejes polares de todas las cargas portadoras están orientados en un mismo sentido. Estos cristales demuestran simetría, permaneciendo siempre unidireccionales incluso cuando el cristal es dividido, ver figura 1.3(a). Mientras tanto, las estructuras policristalinas, figura 1.3(b), están caracterizadas a lo largo de diferentes regiones dentro del material, cada una con ejes polares diferentes, de modo que muestran asimetría. Los ejes polares del material policristalino pueden ser alterados calentándolo hasta el punto de Curie a la vez que se le aplica un campo eléctrico elevado, de manera que se consigue que todos apunten en la misma dirección por lo que el material puede quedar polarizado como se desee.

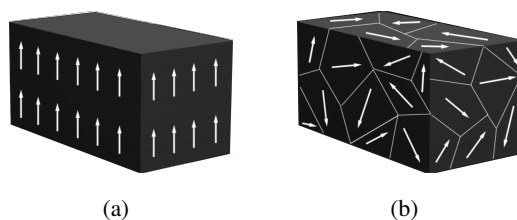


Figura 1.3: Tipos de estructuras cristalinas.

En la última década, la investigación en este tipo de materiales ha ido en aumento, siendo los más comunes el Polifluoruro de vinilideno (PVDF) y el Titanato de zirconato de plomo (PZT), este último cerámico [Mat09],

aunque es posible encontrar otros nuevos compuestos que también ofrezcan propiedades piezoeléctricas. Esto resulta en un aumento en su uso como transductores de energía eléctrica para sistemas de bajo consumo a partir del movimiento [MYR⁺08]. Los compuestos que forman los transductores piezoeléctricos, quedan definidos a partir de parámetros y coeficientes como el factor de amortiguamiento, el módulo de elasticidad o módulo de Young, el factor de acoplo electromecánico, su permitividad relativa, su constante de deformación, su densidad y masa, entre otros muchos.

Según el número de capas de material piezoeléctrico que forman el transductor, estos pueden ser monomorfos (1 capa), bimorfos (2 capas) o multimorfos (en el caso de que utilicen varias capas de piezoeléctrico). El tipo de transductor piezoeléctrico más comúnmente utilizado es el bimorfo, que se muestra en la figura 1.4, y es por lo que se utiliza en este trabajo. En él se pueden diferenciar las dos capas piezoeléctricas que lo forman, además de la dirección de su polarización, que es otro parámetro importante como ya se ha mencionado al comienzo de la sección. La dirección de la polarización afectará al tipo de conexiones eléctricas, que podrán ser en serie o en paralelo. Existen transductores piezoeléctricos que tienen aisladas las capas de piezoeléctrico entre sí, por lo que dan la libertad de interconectarlas como el usuario desee. Por ejemplo, para el caso particular del transductor piezoeléctrico bimorfo, si éstas se interconectan en serie, el voltaje será el doble que el proporcionado por una única capa, mientras que el valor de la corriente será el mismo y la capacidad eléctrica del transductor piezoeléctrico (C_p) será la mitad que la de una única capa. En cambio, si éstas se conectan en paralelo, el voltaje se mantiene igual al proporcionado por una única capa mientras que la corriente dobla su valor, al igual que sucede con el valor de la capacidad eléctrica del transductor.

Una vez presentada su estructura física, se introduce la representación de este tipo de transductores basada en su modelo mecánico equivalente. En él se considera un transductor de energía que incluye una estructura piezoeléctrica

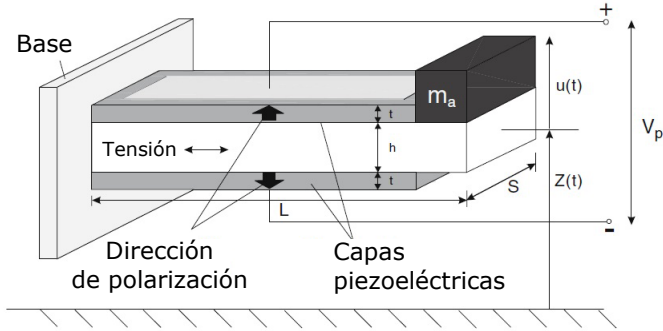


Figura 1.4: Generador basado en un transductor piezoeléctrico bimorfo colocado en voladizo.

que vibra excitado por una fuerza externa, ver figura 1.5. El sistema está formado por una fuerza $F(t)$, el transductor piezoeléctrico modelado como una masa equivalente M , un muelle con una rigidez k , un amortiguamiento η y una piezoestructura (caracterizada por C_p y Θ) [SL06]. En la sección 1.3 se analizará la influencia de los bloques que lo forman.

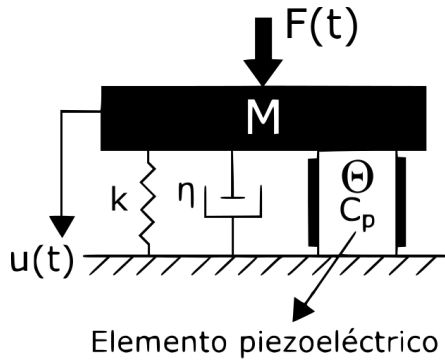


Figura 1.5: Modelo mecánico equivalente para un transductor piezoeléctrico. [SL06].

De entre todos los parámetros que conjuntamente definen al transductor piezoeléctrico, el más importante es su frecuencia angular natural a la que

resuena dicho transductor. Para conseguir extraer la máxima energía de la vibración mecánica, la frecuencia angular de la señal de vibración ambiental deberá coincidir con la frecuencia angular natural del transductor piezoeléctrico [MYR⁺08]. Esta frecuencia se define de manera simplificada a través de la ecuación 1.1, en la que k representa la rigidez equivalente y M la masa equivalente del transductor piezoeléctrico [Ert09].

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (1.1)$$

Tal y como se explicará en el capítulo 4 (Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos), y el capítulo 5 (Experimentación y validación), hay diferentes técnicas para sintonizar las frecuencias naturales de los transductores piezoeléctricos a la frecuencia deseada, modificando su estructura mecánica a través de su rigidez y masa. Éste es un campo de trabajo muy importante, con numerosos estudios [CGKD05, RZ05, WCL⁺06] y técnicas diferentes. Por ejemplo, existen modelos [RTHW06, AAHHS12] que obtienen la frecuencia de resonancia y parámetros estructurales como la rigidez o el módulo de elasticidad a partir de sus características físicas y de los materiales que lo componen, ofrecidas por el fabricante. De este modo se conoce rápidamente cuánto deben alterarse algunos parámetros físicos para realizar la sintonización del transductor evitando utilizar la experimentación. Esta segunda metodología se basa en el proceso iterativo de medición de la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico y la modificación de su estructura física hasta conseguir la sintonización deseada. Mientras que la metodología basada en modelos proporciona una aproximación de manera rápida aunque imprecisa, la metodología basada en la experimentación obtiene resultados precisos, pese a que resulta más lenta.

1.2.4 Comparativa

Todos estos tipos de transductores han sido analizados y comparados en una gran variedad de artículos [BTW06, GSP⁺09, DT05] y libros [EI11, PI08], pero la comparativa más conocida sea tal vez la que refleja [RWR04]. En él, se realiza un exhaustivo análisis sobre el aprovechamiento de la energía mecánica que producen las vibraciones y cómo ésta puede ser transformada en energía eléctrica. En cuanto a la comparativa de los transductores electrostáticos, electromagnéticos y piezoeléctricos, compara sus densidades de energía máximas tanto desde un punto de vista ideal como desde un punto más práctico, con valores realistas. El resultado de dicha comparativa está resumido en la tabla 1.2.

Tipo de transductor	Densidad de energía máxima práctica	Densidad de energía máxima teórica
Electromagnético	$4mJ/cm^3$	$400mJ/cm^3$
Electrostático	$4mJ/cm^3$	$44mJ/cm^3$
Piezoeléctrico	$17,7mJ/cm^3$	$335mJ/cm^3$

Tabla 1.2: Máxima densidad de energía de los tres tipos de transductores

En el caso de los transductores electromagnéticos, la gran diferencia entre el valor máximo de la densidad de energía teórica frente a la práctica viene ocasionada por la fuente magnética utilizada. Mientras que para el caso teórico se ha utilizado un campo magnético de 1 Tesla, en la práctica Maluf utiliza un campo magnético de 0,1 Teslas [Mal02]. Los valores obtenidos para el transductor electrostático difieren en un orden de magnitud entre sí. La causa de esta diferencia es que para el modelo teórico, se ha utilizado un voltaje de 100 voltios por cada micrómetro de separación entre placas, mientras que en la práctica, esta cifra fue de 30 voltios por micrómetro de separación. En cuanto al motivo por el cual los valores obtenidos para el transductor

piezoeléctrico difieren tanto, no es otro que la diferencia de transductores utilizados. Mientras que para el caso teórico se utilizó un transductor piezoeléctrico cuyo material cristalino era caro y poco común, no fue así para el caso práctico.

Además de esta comparación cuantitativa, se pueden resumir las principales ventajas y desventajas de cada tipo de transductor. Los transductores electromagnéticos resultan apropiados en sistemas sujetos a aceleraciones varios órdenes de magnitud mayores que las que pueden resultar de interés en este trabajo, decenas de mg , lo que los hace inadecuados para el mismo. Los transductores piezoeléctricos muestran todas las ventajas de los transductores electromagnéticos, como que no requieren fuentes de voltaje extra ni de topes mecánicos, además de proporcionar directamente voltajes útiles, desde 2 hasta 10 voltios y mayores densidades de energía en la práctica. Asimismo, la única desventaja de los transductores piezoeléctricos coincide con la de los transductores electromagnéticos, que son las dificultades en los procesos de microfabricación e integración con la electrónica y los microsistemas, por lo que no existe ninguna ventaja significativa de los segundos sobre los primeros. En cuanto a los transductores electrostáticos, necesitan de una fuente de energía para iniciar el proceso de conversión, ya que el condensador debe estar cargado para que se inicie dicho proceso. Ésto, unido a su baja densidad de potencia, los descarta para este trabajo.

1.3 Eficiencia energética en módulos de alimentación Energy Harvesting

Independientemente de la tecnología de recuperación energética que se esté utilizando, un módulo de alimentación se puede dividir de manera general en los cuatro bloques representados en la figura 1.6: la fuente, el transductor, el acondicionamiento y el almacenamiento.

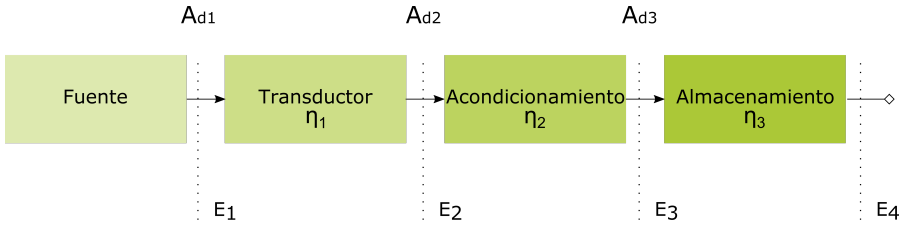


Figura 1.6: Diagrama general de un sistema de alimentación Energy Harvesting.

Hay que tener en cuenta que el conjunto de los bloques forma un sistema de transmisión de energía, y que cada elemento dentro del sistema no es ideal, por lo que ninguno proporciona una eficiencia del 100 %, y por lo tanto tampoco lo consigue el sistema global. Lo más común es que exista un problema de adaptación energética que resulte en pérdidas de energía ya que estamos hablando de módulos que no tienen porqué estar diseñados conjuntamente, aunque puedan estarlo, y normalmente se utilizarán componentes comerciales de propósito general. Las pérdidas originadas por la falta de adaptación entre los módulos del sistema, están definidas a través de A_{d1} , A_{d2} y A_{d3} . Además, los componentes comerciales utilizados en cada módulo afectan a la eficiencia de cada uno de ellos, definida a través de η_1 , η_2 y η_3 , lo cual implica más pérdidas energéticas a lo largo del sistema de alimentación. Por este motivo, en la figura 1.6 se pueden distinguir cuatro valores de energía diferentes: E_1 , E_2 , E_3 y E_4 , siendo este último el valor de energía que se entrega al resto del sistema. Dichos valores de energía están relacionados entre sí a través de las siguientes ecuaciones.

$$E_2 = E_1 \cdot A_{d1} \cdot \eta_1 \quad (1.2)$$

$$E_3 = E_2 \cdot A_{d2} \cdot \eta_2 \quad (1.3)$$

$$E_4 = E_3 \cdot A_{d3} \cdot \eta_3 \quad (1.4)$$

La ecuación 1.2 agrupa los coeficientes que afectan a la transformación de la energía mecánica, E_1 , en energía eléctrica, E_2 . La cantidad de energía mecánica transferida entre la fuente y el transductor, depende entre otros factores de la correcta sintonización de la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico [MYR⁺08]. Por este motivo, un correcto análisis de la fuente, en este caso la señal de aceleración, permite conocer las frecuencias a las cuales existe una mayor densidad de energía espectral. Una vez realizado este análisis, la frecuencia de natural del transductor piezoeléctrico deberá ser ajustada a la frecuencia indicada por el análisis previo consiguiendo un alto valor de adaptación mecánica, A_{d1} . Otro parámetro que afecta al resultado de la ecuación 1.2 es el de la eficiencia del transductor piezoeléctrico, η_1 . Este parámetro depende de la fabricación del propio transductor, por lo que únicamente puede interferir en su valor el fabricante del mismo durante dicho proceso.

La ecuación 1.3 muestra la relación de E_3 con la energía proporcionada por el bloque anterior E_2 , a través de la eficiencia del bloque de acondicionamiento, η_2 , y del coeficiente de adaptación eléctrica entre los bloques del transductor piezoeléctrico y el de acondicionamiento, A_{d2} . El valor de la energía eléctrica a la salida del transductor piezoeléctrico, E_2 , es alterado por el coeficiente de adaptación eléctrica A_{d2} . Para conseguir esta adaptación es necesario que la impedancia de salida del módulo del transductor piezoeléctrico sea igual al conjugado de la impedancia de entrada del módulo de acondicionamiento. Esta tarea no resulta trivial, ya que los valores complejos de las impedancias dependen directamente de la frecuencia de la señal. Para el caso de uso que se plantea, con señales aperiódicas, el valor de la frecuencia resulta variable, por lo que la solución que se plantea es igualar únicamente la

parte real de la impedancia, es decir, la parte resistiva. En cuanto a la eficiencia η_2 dependerá tanto de la calidad de los componentes como de la buena integración del circuito que lo forma.

Por último, la ecuación 1.4 muestra cómo la energía que se entrega al resto del sistema, E_4 , depende tanto de la eficiencia del bloque de almacenamiento η_3 como de la buena adaptación eléctrica, A_{d3} , entre dicho bloque y su anterior, partiendo de la energía E_3 . Al igual que en el caso anterior, la eficiencia dependerá tanto de la calidad de los componentes como de la buena integración del circuito que lo forma. En cuanto a la adaptación eléctrica A_{d3} , ésta se encuentra con los mismos inconvenientes que A_{d2} .

El trabajo de esta tesis se centra en la mejora del parámetro de adaptación mecánica A_{d1} , ya que se ha detectado la necesidad de analizar las señales de aceleración en entornos reales para mejorar dicho parámetro de adaptación en esos casos de uso. Tal y como se ha indicado previamente, para poder maximizar este valor es necesario realizar un correcto análisis de la señal mecánica que excita al transductor piezoeléctrico obteniendo la frecuencia a la que debe resonar dicho transductor.

Los trabajos que se han analizado hasta el momento utilizan fuentes de vibración periódicas. Por ejemplo, las vibraciones producidas por un microondas tal y como analizó Roundy [Rou03] y que se muestra en la figura 1.7. En esta figura sólo se muestra un intervalo de tiempo reducido, ya que al ser periódica se repite en el tiempo.

Sin embargo, las señales de aceleración aleatorias son las más comunes, y dado su grado de incertidumbre resulta especialmente importante realizar una caracterización previa. Existen repositorios que agrupan medidas de señales de aceleración tomadas en entornos reales, como el utilizado en este trabajo, *The EH Network Data Repository*¹. Este repositorio agrupa diferentes medidas categorizadas según su tipo de escenario, de manera que ofrece medidas

¹The EH Network Data Repository: <http://eh-network.org/data>

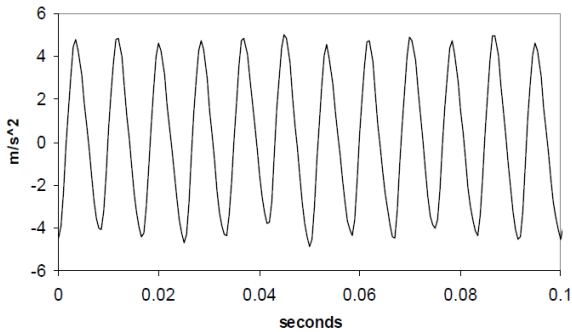


Figura 1.7: Señal de aceleración en el dominio temporal medida en la carcasa de un microondas [Rou03].

adquiridas en diferentes partes de automóviles, en estructuras como puentes, en diferentes electrodomésticos, en algunas partes de máquinas industriales y en diferentes partes del cuerpo humano realizando diferentes actividades. En todas y cada una de ellas, las medidas realizadas muestran señales aleatorias.

A continuación se muestran señales de aceleración medidas en diferentes elementos y situaciones. En la figura 1.8 se puede ver la señal de aceleración medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.

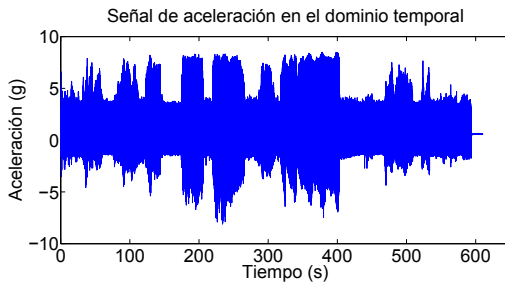


Figura 1.8: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.

En la figura 1.9 se muestra la señal de aceleración soportada en uno de los extremos un puente colgante, más concretamente en la parte cercana a uno de

sus pilares.

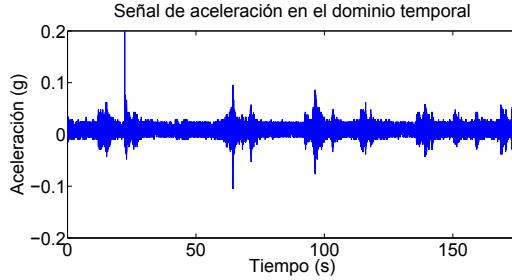


Figura 1.9: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida al final de un puente suspendido cerca de los pilares.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, también hay disponibles medidas tomadas en diferentes electrodomésticos. Por ejemplo, en la figura 1.10 se muestra la pequeña aceleración a la que somete una caldera mixta doméstica su cubierta exterior.

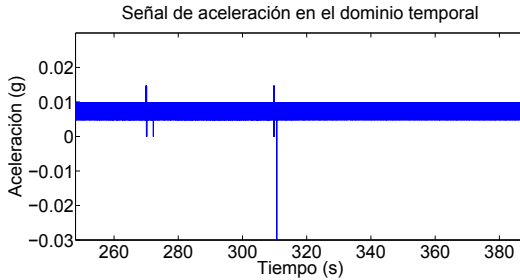


Figura 1.10: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en una caldera mixta doméstica.

Al contrario que en los electrodomésticos, en las máquinas industriales se obtienen unos valores máximos de aceleración de varios *gs* en momentos puntuales, aunque en régimen estacionario se dan valores menores. En la figura 1.11 se muestra la señal de aceleración medida en la parte superior de un motor industrial de inducción de 3 fases que maneja un generador DC.

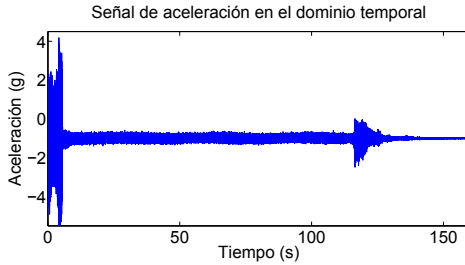


Figura 1.11: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior de un motor industrial de inducción.

Por último, en la figura 1.12 se muestra la señal de aceleración producida en la muñeca de una persona realizando diferentes actividades que pueden ser distinguidas fácilmente. Las medidas se realizaron de manera continua en las actividades de caminar lentamente (1km/h), caminar a un ritmo normal ($3,5\text{km/h}$) y realizar una carrera ligera ($6,5\text{km/h}$).

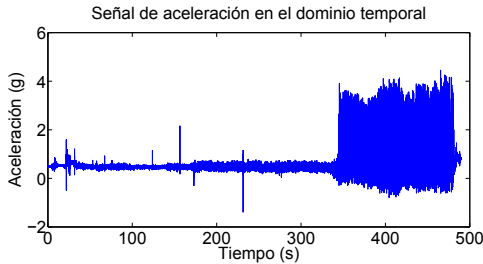


Figura 1.12: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la muñeca de una persona haciendo diferentes movimientos.

Una vez analizadas gran parte de las señales existentes en el repositorio mencionado anteriormente, aunque sólo se han mostrado estas cinco señales de aceleración registradas en diferentes escenarios, se ve la necesidad de replantear los criterios de sintonización que se han venido utilizando hasta ahora, teniendo en cuenta la variación de la amplitud de sus componentes frecuenciales a lo largo del tiempo. Esta necesidad viene motivada por la gran variabilidad de las señales de aceleración utilizadas en casos de uso reales.

CAPÍTULO

2

Motivación, hipótesis y objetivos

UNA vez introducido el contexto del problema en el capítulo anterior, en éste se especifican las razones que han motivado este trabajo, así como la hipótesis de partida y los objetivos más operativos que se plantear para poder validarla. Además, se resume la metodología utilizada durante este trabajo de investigación.

2.1 Motivación para el desarrollo de esta investigación

A lo largo del capítulo 1 se ha destacado el potencial de los transductores piezoeléctricos como fuente de energía en una gran variedad de escenarios. Dentro de todas las áreas de trabajo vinculadas a la mejora de la obtención de energía a través de esta tecnología, destaca la investigación de las diferentes metodologías de sintonización de estos transductores, ya que es considerado un aspecto fundamental para realizar un buen aprovechamiento de la energía mecánica.

El análisis de los trabajos existentes relacionados con la metodología actual para escoger la frecuencia a la que deben resonar los transductores piezoeléctricos, indica que sólo es válida en los casos en los que la señal de aceleración sea periódica. Sin embargo, la mayoría de señales de aceleración existentes en los entornos adecuados para el uso de este tipo de transductores son aleatorias, por lo que resulta necesario replantear una metodología de sintonización diferente.

Estas necesidades detectadas han sido la principal motivación que ha derivado en el postulado de la siguiente hipótesis.

2.2 Hipótesis

La hipótesis postula que *la selección de la frecuencia de resonancia a la cual un transductor piezoeléctrico debe ser ajustado para proporcionar la máxima energía al sistema electrónico que alimenta, viene indicada por el análisis de espectrograma de dicha señal de aceleración que excita el transductor piezoeléctrico, y no por el tipo de análisis frecuencial en tiempo discreto.*

2.3 Objetivos de la tesis

Los objetivos que se plantean para validar esta hipótesis son los siguientes:

1. Analizar y comparar de manera teórica señales de aceleración obtenidas en entornos reales a través de sensores acelerómetros de modo que nos permita plantear una nueva metodología de sintonización.
2. Diseñar una herramienta matemática capaz de obtener, a partir de la señal de aceleración, tanto la frecuencia indicada por la metodología habitual de análisis de señal de aceleración como la propuesta en este trabajo.
3. Escoger las señales adecuadas para las que sea posible hacer un análisis que pueda validar la hipótesis planteada teniendo en cuenta el equipamiento y los transductores piezoeléctricos disponibles en el laboratorio.
4. Escoger y sintonizar los transductores piezoeléctricos a las frecuencias indicadas por la metodología habitual de análisis de señal de aceleración y por la metodología propuesta.
5. Escoger el valor de la carga eléctrica resistiva para la cual se obtiene la potencia máxima a cada una de las dos frecuencias que resultan de interés.
6. Medir la energía eléctrica que los transductores piezoeléctricos son capaces de proporcionar a partir de la réplica de la señal de aceleración original en un banco de ensayos.
7. Comparar los valores de energía obtenida mediante cada uno de los métodos de manera que se valide la hipótesis planteada.

2.4 Metodología de investigación

El trabajo de investigación que se ha llevado a cabo durante el desarrollo de esta tesis, ha sido organizado siguiendo el diagrama de flujo representado en la figura 2.1. Dicho diagrama recoge cada una de las fases más significativas de todo el proceso desde su comienzo hasta su finalización.

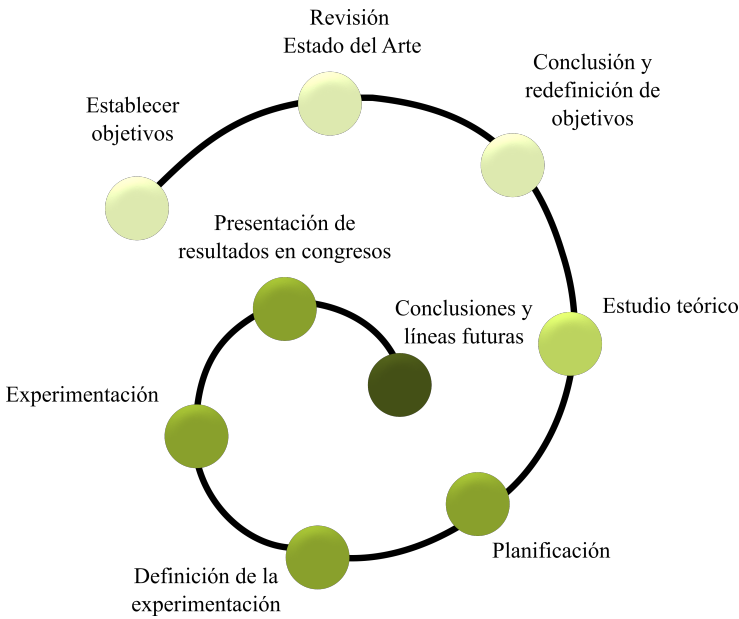


Figura 2.1: Metodología de investigación

El planteamiento inicial de este trabajo consistía en desarrollar un modelo electromecánico para transductores piezoeléctricos que facilitara su análisis y diseño. Sin embargo, durante el proceso de análisis de los modelos y metodologías ya existentes, se detectó que todos ellos partían de señales de aceleración periódicas, por lo que existía una clara necesidad sobre cómo proceder cuando la señal no es periódica. Por este motivo, se redefinió el planteamiento previo.

En primer lugar, se realizó un estudio teórico sobre cómo se obtienen actualmente las frecuencias a las cuales se debe sintonizar la frecuencia natural

de un transductor piezoeléctrico. Del mismo modo, se estudiaron diferentes tipos de análisis de señal que fueran rigurosos con la información frecuencial y temporal en el estudio de señales aleatorias. Tras determinar el tipo de análisis de señal adecuado, se realizó un análisis teórico de 78 señales de aceleración diferentes a través de una herramienta de software matemático y posteriormente se compararon los resultados.

A partir de los resultados teóricos, se planificaron y desarrollaron los experimentos necesarios para validar el estudio realizado previamente, teniendo en cuenta el equipamiento y los transductores piezoeléctricos disponibles en el laboratorio. En este proceso se ha contado con la colaboración de expertos en el área pertenecientes a un centro de investigación de referencia, como el departamento de Sistemas de Eficiencia Energética perteneciente al Instituto de Circuitos Integrados, en Núremberg, dentro de la Sociedad Fraunhofer.

Una vez finalizada la experimentación ha sido posible contrastar la importancia de los resultados obtenidos mediante la presentación de los mismos en uno de los congresos referencia en este campo, Euroensors.

La última de las fases finaliza con la presentación de las conclusiones obtenidas como fruto del trabajo realizado, así como la presentación de posibles líneas futuras que puedan continuar a partir de la aportación científica realizada.

Análisis de metodologías para la sintonización de un transductor piezoeléctrico

ESTE capítulo analiza los métodos recogidos en la bibliografía para la sintonización de un transductor piezoeléctrico. Se detallan los distintos tipos de métodos recogidos en la bibliografía empleados para la sintonización de transductores piezoeléctricos y para la estimación de la energía obtenible. En este capítulo se analizan tres tipos de métodos: los basados en modelos mecánicos, los basados en modelos electromecánicos y los experimentales. Los modelos mecánicos son modelos lineales que describen el comportamiento mecánico de estructuras, los modelos electromecánicos describen el comportamiento eléctrico equivalente a partir de sus constantes mecánicas y los experimentales parten de las medidas empíricas en laboratorio.

3.1 Análisis de los modelos mecánicos

Los transductores piezoeléctricos pueden asemejar su comportamiento al de las vigas empotradas, ver 3.1. Los diversos modelos existentes en la teoría de vigas permiten crear modelos equivalentes para el caso de la viga en voladizo. Los modelos mecánicos que han tenido un mayor impacto y por tanto son los más utilizados en teoría de vigas son los de Euler-Bernoulli, Rayleigh y el de Timoshenko. Estos modelos serán analizados a lo largo de este apartado.

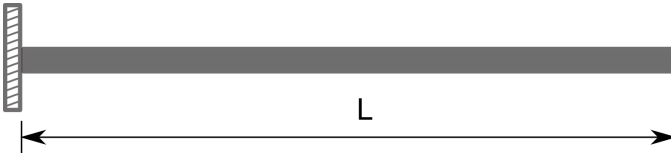


Figura 3.1: Viga en voladizo

Como parámetro de control para la comparativa de los 3 modelos, se va a utilizar la estimación de la frecuencia de resonancia. De manera general para ejemplificar el problema de los valores propios, el caso más sencillo es un oscilador de un grado de libertad cuya ecuación homogénea de movimiento viene dado por 3.1. Este oscilador queda representado en la figura 3.2, donde m (kg) representa la masa del oscilador y k (N) la rigidez.

$$m\ddot{x} + kx = 0 \tag{3.1}$$

Asumiendo movimiento armónico \ddot{x} y x como

$$\ddot{x} = s^2 X e^{st}, \quad x = X e^{st}. \tag{3.2}$$

la ecuación homogénea se puede reescribir de la siguiente manera:

$$ms^2 X e^{st} + k X e^{st} = 0 \tag{3.3}$$

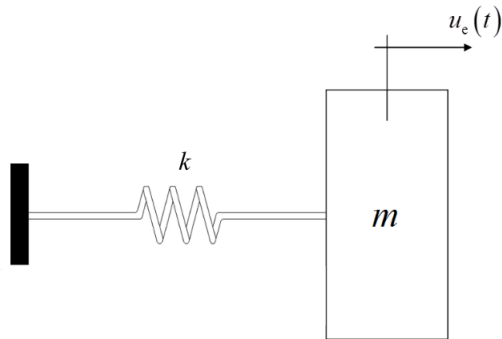


Figura 3.2: Oscilador con un grado de libertad

de donde se resuelve el problema de los valores propios a través de la ecuación

$$(m.s^2 + k)X e^{st} = 0 \quad (3.4)$$

de donde se obtiene

$$s = \pm \sqrt{\frac{-k}{m}} = \pm i \sqrt{\frac{k}{m}} = \pm i\omega_n \quad (3.5)$$

En el caso que nos ocupa de una viga en voladizo, la variable $v(x, t)$ es una función que depende tanto de la posición como del tiempo. Este tipo de problemas se pueden abordar mediante la separación de variables según $v(x, t) = V(x)T(t)$ donde $V(x)$ es la ecuación espacial, ver ecuación 3.6, y $T(t)$ es la ecuación temporal, ver ecuación 3.8.

$$V(x) = C_1L + C_2M + C_3N + C_4O \quad (3.6)$$

Los términos L , M , N y O siempre se corresponden con funciones trigonométricas simples y/o hiperbólicas según el modelo mecánico. Para obtener las constantes C_1 , C_2 , C_3 y C_4 , resulta necesario establecer 4 condiciones de contorno, que son iguales para todos los modelos mecánicos que se van a

presentar y que se muestran en 3.7. Donde $V(x)$ es el desplazamiento transversal, $\partial V/\partial x$ el giro de la sección, $\partial^2 V/\partial x^2$ el momento flector, $\partial^3 V/\partial^3 x$ el esfuerzo cortante y donde L representa la longitud de la viga.

$$\begin{aligned} V|_{x=0} &= 0, & \frac{\partial V}{\partial x}\Big|_{x=0} &= 0. \\ \frac{\partial^2 V}{\partial x^2}\Big|_{x=L} &= 0, & \frac{\partial^3 V}{\partial x^3}\Big|_{x=L} &= 0. \end{aligned} \tag{3.7}$$

Para obtener la solución de la ecuación temporal se necesitan definir dos condiciones iniciales dado que se trata de una ecuación diferencial de segundo orden. La ecuación temporal $T(t)$ es

$$T(t) = d_1 \sin(\omega t) + d_2 \cos(\omega t) \tag{3.8}$$

El objetivo del estudio es analizar la influencia de los tres modelos sobre la estimación de la primera frecuencia natural para el problema de la viga en voladizo.

A modo de resumen la tabla 3.1 recoge las consideraciones principales de cada modelo estudiado.

		Momento de flexión	Desplazamiento lateral	Deformación por cortadura	Inercia rotatoria
Modelos de viga	Euler-Bernoulli	✓	✓	✗	✗
	Rayleigh	✓	✓	✗	✓
	Timoshenko	✓	✓	✓	✓

Tabla 3.1: Modelos mecánicos para teoría de vigas

3.1.1 Modelo de Euler-Bernoulli

El modelo de Euler-Bernoulli define la energía de deformación debida a las energías de flexión y energía cinética ocasionadas por el desplazamiento transversal. El momento de flexión es considerado como el factor con mayor importancia, por lo que éste se convirtió en el modelo de referencia para los sucesivos modelos [Tim53].

Este modelo ofrece una resolución sencilla a la vez que proporciona una muy buena aproximación en problemas de ingeniería mecánica y de estructuras para vigas delgadas, que son aquellas que tienen una longitud al menos diez veces mayor que su grosor [WF09]. Su principal inconveniente es que tiende a sobrestimar ligeramente las frecuencias naturales de vibración, agravándose este problema cuando se trabaja con los modos más altos de la frecuencia natural.

Tal y como se recoge en [HBW99], la ecuación diferencial homogénea que define el movimiento queda como 3.9, donde ρ es la densidad de la viga y A es el área de su sección.

$$\rho A \frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial t^2} + \frac{\partial^4 v(x, t)}{\partial t^4} = 0. \quad (3.9)$$

Partiendo de la ecuación 3.9, ésta se puede dividir en dos funciones definiendo $v(x, t) = V(x)T(t)$. Las ecuaciones diferenciales espacial $V(x)$ y temporal $t(T)$ resultantes quedan reflejadas en 3.10.

$$\frac{d^2 T(t)}{dt^2} + w^2 T(t) = 0, \quad \frac{d^4 V(x)}{dx^4} + a^4 V(x) = 0 \quad (3.10)$$

donde a está relacionado con la frecuencia angular ω a través de la siguiente ecuación conocida como la relación de dispersión

$$a^4 = \rho A \omega^2. \quad (3.11)$$

De las ecuaciones 3.10 se pueden obtener las ecuaciones temporal $T(t)$ y espacial $V(x)$ en términos sinusoidales e hiperbólicos, a partir de las condiciones de contorno previamente definidas, ver 3.7. Para este modelo quedan

reflejadas en las ecuaciones 3.12, par las condiciones en la base de la viga ($x = 0$), y 3.13, para las condiciones en el extremo final de la viga ($x = L$).

$$\left. \frac{\partial v}{\partial x} \right|_{x=0} = 0, \quad v|_{x=0} = 0. \quad (3.12)$$

$$\left. \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} \right|_{x=L} = 0, \quad \left. \frac{\partial^3 v}{\partial x^3} \right|_{x=L} = 0. \quad (3.13)$$

De modo que las ecuaciones temporales y espaciales quedan como

$$\begin{aligned} T(t) &= d_1 \sin \omega t + d_2 \cos \omega t, \\ V(x) &= C_1 \sin(ax) + C_2 \cos(ax) + C_3 \sinh(ax) + C_4 \cosh(ax). \end{aligned} \quad (3.14)$$

Utilizando la relación de dispersión que aparece en la ecuación 3.11, es posible obtener la frecuencia natural del primer modo de vibración

$$\omega = \sqrt{\frac{EI}{\rho AL^4}} a^2, \quad (3.15)$$

en la que E es el módulo de Young de la viga, I es su momento de inercia, a es el número de onda y L la longitud de la viga.

3.1.2 Modelo de Rayleigh

Este modelo añade una pequeña mejora al modelo de Euler-Bernoulli teniendo en cuenta el efecto de rotación [Ray96]. Como resultado, consigue corregir de manera parcial el problema que existía en el modelo clásico con la sobrestimación de las frecuencias naturales, aunque éstas siguen estando sobrestimadas.

Para este modelo, la ecuación diferencial homogénea queda descrita en 3.16, donde ρ es la densidad de la viga y A es el área de su sección.

$$\rho A \frac{\partial^2 v(x, t)}{\partial t^2} + \frac{\partial^4 v(x, t)}{\partial x^4} - \rho I \frac{\partial^4 v(x, t)}{\partial x^2 \partial t^2} = 0 \quad (3.16)$$

De nuevo, partiendo de la ecuación homogénea 3.16 ésta se separa en dos funciones espacial y temporal, tomando $v(x, t) = V(x)T(t)$. De este modo, la ecuación espacial queda como 3.17, mientras que la ecuación temporal siempre es la misma, anteriormente presentada en la ecuación 3.10.

$$\frac{d^4V(x)}{dx^4} - \omega^2 \left(\rho AV(x) - \rho I \frac{d^2V(x)}{dx^2} \right) = 0. \quad (3.17)$$

Para resolver la ecuación espacial 3.17 se parte de las condiciones de contorno definidas anteriormente y que para este modelo se definen de la siguiente manera para la base de la viga

$$\left. \frac{\partial v}{\partial x} \right|_{x=0} = 0, \quad v|_{x=0} = 0, \quad (3.18)$$

mientras que las condiciones en el extremo final de la viga quedan representadas con la ecuación 3.19.

$$\left. \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} \right|_{x=L} = 0, \quad \left. \frac{\partial^3 v}{\partial x^3} - \rho I \frac{\partial^3 v}{\partial x \partial t^2} \right|_{x=L} = 0. \quad (3.19)$$

Una vez planteadas las condiciones de contorno, la solución espacial $V(x)$ está formada por términos sinusoidales e hiperbólicos a través de la ecuación 3.20, estando las relaciones de dispersión de a y b las recogidas por 3.21.

$$V(x) = C_1 \sin(ax) + C_2 \cos(ax) + C_3 \sinh(bx) + C_4 \cosh(bx) \quad (3.20)$$

$$a = \sqrt{\rho I \omega^2 / 2 + \sqrt{(\rho I \omega^2)^2 + \rho A \omega^2}},$$

$$b = \sqrt{-\rho I \omega^2 / 2 + \sqrt{(\rho I \omega^2)^2 + \rho A \omega^2}}. \quad (3.21)$$

Definiendo los términos $B_1 = \rho I \omega^2 / 2$ y $B_2 = \rho A \omega^2$, las relaciones de dispersión pueden ser reescritas como

$$a^2 = B_1 + \sqrt{B_1^2 + B_2}, \quad b^2 = -B_1 + \sqrt{B_1^2 + B_2}, \quad (3.22)$$

y con esas nuevas relaciones, los términos de B_1 y B_2 pueden ser de nuevo escritas como $B_1 = (a^2 - b^2)/2$ y $B_2 = a^2 b^2$. A partir de estos nuevos términos, la frecuencia natural puede ser calculada en términos de número de onda, propiedades de la viga y las relaciones de dispersión, a través de

$$\omega^2 = \frac{a^2 - b^2}{\rho I} \quad (3.23)$$

aunque también pueden ser representadas a través de

$$\omega^2 = \frac{a^2 b^2}{\rho A}, \quad \omega^2 = (a^2 - b^2) \frac{E}{\rho L^2} \quad y \quad \omega^2 = \frac{a^2 b^2}{s^2} \frac{E}{\rho L^2}. \quad (3.24)$$

3.1.3 Modelo de Timoshenko

Timoshenko [Tim21, Tim22] propuso un modelo de viga partiendo del modelo de Euler-Bernoulli y añadía los efectos de cortadura y de rotación, consiguiendo un modelo muy preciso tanto para vigas cuya relación entre longitud y grosor fuera inferior a diez veces como para frecuencias altas de trabajo, donde el efecto que produce la inercia rotatoria no puede ser despreciado. Al añadir ambos efectos aparecen dos variables dependientes, donde v representa el desplazamiento transversal de la viga y α representa el ángulo de rotación debido al momento flector. Asimismo, $\partial\alpha/\partial x$ se corresponde con el momento adimensional, mientras que K' es la cortadura adimensional y G el módulo de rigidez.

Uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta cuando se utiliza este modelo es el factor de forma, también llamado coeficiente de cortadura o factor de reducción de área. Este parámetro se plantea porque la cortadura no es constante en toda la sección cruzada.

En el modelo de Timoshenko, la ecuación diferencial homogénea queda del siguiente modo:

$$\rho I \frac{\partial^2 \alpha(x, t)}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 \alpha(x, t)}{\partial x^2} - k' GA \left(\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} - \alpha(x, t) \right) = 0. \quad (3.25)$$

Con el fin de resolver el problema homogéneo, la ecuación homogénea de movimiento 3.25 puede ser dividida como

$$\begin{aligned} \frac{\partial^4 v}{\partial x^4} - \left(\rho I + \frac{\rho}{k' G} \right) \frac{\partial^4 v}{\partial x^2 \partial t^2} + \rho A \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + \frac{\rho^2 I}{k' G} \frac{\partial^4 v}{\partial t^4} &= 0, \\ \frac{\partial^4 \alpha}{\partial x^4} - \left(\rho I + \frac{\rho}{k' G} \right) \frac{\partial^4 \alpha}{\partial x^2 \partial t^2} + \rho A \frac{\partial^2 \alpha}{\partial t^2} + \frac{\rho^2 I}{k' G} \frac{\partial^4 \alpha}{\partial t^4} &= 0. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Para este modelo mecánico, las condiciones de contorno que se plantean coinciden con las de los modelos anteriores, siendo en la base de la viga

$$\alpha|_{x=0} = 0, \quad v|_{x=0} = 0, \quad (3.27)$$

mientras que las ecuaciones de contorno en el extremo de la viga se muestran en la ecuación 3.28.

$$\frac{\partial \alpha}{\partial x} \Big|_{x=L} = 0, \quad k' GA \left(\frac{\partial v}{\partial x} - \alpha \right) \Big|_{x=L} = 0. \quad (3.28)$$

En este modelo, la separación de la ecuación homogénea en las funciones temporal y espacial no resulta tan directo como en los casos anteriores, dado que los resultados son más complejos y además dependen de una frecuencia de corte. Esta frecuencia depende de la geometría y del material de la viga y es conocida como frecuencia crítica ω_c , se calcula como

$$\omega_c = \sqrt{\frac{k' GA}{\rho I}} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{k' G}{\rho}}. \quad (3.29)$$

La solución espacial estará representada de una forma cuando $\omega < \omega_c$ y de otra cuando $\omega > \omega_c$. Para el caso en el que $\omega < \omega_c$, tenemos que

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V(x) \\ \Psi(x) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_1 \\ D_1 \end{bmatrix} \sin(ax) + \begin{bmatrix} C_2 \\ D_2 \end{bmatrix} \cos(ax) \\ &+ \begin{bmatrix} C_3 \\ D_3 \end{bmatrix} \sinh(bx) + \begin{bmatrix} C_4 \\ D_4 \end{bmatrix} \cosh(bx), \end{aligned} \quad (3.30)$$

donde las constantes C_i y D_i están relacionadas entre sí de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= -\frac{k'GAa^2 - \rho A\omega^2}{k'GAa}C_2, & D_2 &= \frac{k'GAa^2 - \rho A\omega^2}{k'GAa}C_1, \\
 D_3 &= \frac{k'GAb^2 + \rho A\omega^2}{k'GAb}C_4, & D_4 &= \frac{k'GAb^2 + \rho A\omega^2}{k'GAb}C_3.
 \end{aligned}
 \tag{3.31}$$

El cálculo de los términos a y b se realiza mediante

$$\begin{aligned}
 a &= \sqrt{\left(I + \frac{1}{k'G}\right) \frac{\rho\omega^2}{2} + \sqrt{\left(I - \frac{1}{k'G}\right)^2 \frac{\rho^2\omega^4}{4} + \rho A\omega^2}}, \\
 b &= \sqrt{-\left(I + \frac{1}{k'G}\right) \frac{\rho\omega^2}{2} + \sqrt{\left(I - \frac{1}{k'G}\right)^2 \frac{\rho^2\omega^4}{4} + \rho A\omega^2}}.
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

Sin embargo, para el caso en el que $\omega > \omega_c$ las constantes que multiplican a las funciones sinusoidales deben ser diferentes, así como su contenido, quedando la relación como

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V(x) \\ \Psi(x) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E_1 \\ F_1 \end{bmatrix} \sin(ax) + \begin{bmatrix} E_2 \\ F_2 \end{bmatrix} \cos(ax) \\
 &+ \begin{bmatrix} E_3 \\ F_3 \end{bmatrix} \sin(cx) + \begin{bmatrix} E_4 \\ F_4 \end{bmatrix} \cos(cx).
 \end{aligned}
 \tag{3.33}$$

El término a se calcula de la misma manera que en 3.32, mientras que el nuevo término c se calcula de la siguiente manera

$$c = \sqrt{\left(I + \frac{1}{k'G}\right) \frac{\rho\omega^2}{2} - \sqrt{\left(I - \frac{1}{k'G}\right)^2 \frac{\rho^2\omega^4}{4} + \rho A\omega^2}}
 \tag{3.34}$$

y las constantes E_i y F_i se obtienen

$$\begin{aligned} F_1 &= -\frac{k'GAa^2 - \rho A\omega^2}{k'GAa} E_2, & F_2 &= \frac{k'GAa^2 - \rho A\omega^2}{k'GAa} E_1, \\ F_3 &= -\frac{k'GAc^2 + \rho A\omega^2}{k'GAc} E_4, & F_4 &= \frac{k'GAc^2 + \rho A\omega^2}{k'GAc} E_3. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Al igual que en los modelos anteriores, se obtienen las relaciones de dispersión de las ecuaciones 3.32 y 3.34

$$\begin{aligned} a &= \sqrt{(B_1 + B_2) + \sqrt{(B_1 - B_2)^2 + B_3}}, \\ b = ic &= \sqrt{-(B_1 + B_2) + \sqrt{(B_1 - B_2)^2 + B_3}}, \end{aligned} \quad (3.36)$$

y partiendo de que

$$B_1 = \frac{\rho I\omega^2}{2}, \quad B_2 = \frac{\rho\omega^2}{2k'G} = B_1\gamma^2, \quad B_3 = \rho A\omega^2, \quad (3.37)$$

los términos B_1 , B_2 y B_3 se pueden resolver como

$$\begin{aligned} B_1 &= -\frac{a^2 - b^2}{2(1 + \gamma^2)}, & B_2 &= \frac{\gamma^2(a^2 - b^2)}{2(1 + \gamma^2)}, \\ B_3 &= \frac{1}{4} \left\{ (a^2 + b^2)^2 - \frac{(1 - \gamma^2)^2}{(1 + \gamma^2)^2} (a^2 - b^2)^2 \right\}, \end{aligned} \quad (3.38)$$

donde γ viene definida por

$$\gamma^2 = \frac{E}{k'G} = \frac{2(1 + \nu)}{k'}. \quad (3.39)$$

Operando el proporción entre B_3 y B_1 a través de las ecuaciones 3.37 y 3.38 puede obtenerse la relación de los números de la siguiente ecuación

$$\frac{(\gamma^2 b^2 + a^2)(a^2 \gamma^2 + b^2)}{(a^2 - b^2)(1 + \gamma^2)} = s^2. \quad (3.40)$$

Además, tal y como se ha indicado en 3.36, $b = ic$ por lo que a partir de la ecuación anterior se consigue también la relación con c

$$\frac{(-\gamma^2 c^2 + a^2)(a^2 \gamma^2 - c^2)}{(a^2 + c^2)(1 + \gamma^2)} = s^2. \quad (3.41)$$

A partir de las ecuaciones 3.37 y 3.38 se pueden obtener relaciones entre los números de onda, necesarios para escribir la solución espacial teniendo en cuenta la frecuencia crítica ω_c . De este modo, la ecuación 3.35 puede ser reescrita como

$$\begin{aligned} D_1 &= -\frac{a^2 + \gamma^2 b^2}{(1 + \gamma^2)a} C_2, & D_2 &= \frac{a^2 + \gamma^2 b^2}{(1 + \gamma^2)a} C_1, \\ D_3 &= \frac{b^2 + \gamma^2 a^2}{(1 + \gamma^2)b} C_4, & D_4 &= \frac{b^2 + \gamma^2 a^2}{(1 + \gamma^2)b} C_3, \end{aligned} \quad (3.42)$$

y

$$\begin{aligned} F_1 &= -\frac{a^2 - \gamma^2 c^2}{(1 + \gamma^2)a} E_2, & F_2 &= \frac{a^2 - \gamma^2 c^2}{(1 + \gamma^2)a} E_1, \\ F_3 &= -\frac{c^2 - \gamma^2 a^2}{(1 + \gamma^2)c} E_4, & F_4 &= \frac{c^2 - \gamma^2 a^2}{(1 + \gamma^2)c} E_3. \end{aligned} \quad (3.43)$$

El cálculo de la función de frecuencia para cada caso de $\omega > \omega_c$ y $\omega < \omega_c$, depende ahora de los números de onda a , b y c , que a su vez están relacionados por s y γ . Dado que los números de onda están interrelacionados entre sí, a partir de a , s y γ se pueden obtener b y c . Del mismo modo que estaban definidos ω y ω_c , se corresponden los números de onda a y a_c , por lo que siguiendo las ecuaciones 3.40 y 3.41 y teniendo en cuenta que la ecuación de frecuencia satisface cualquier valor de b o c siempre y cuando $\sin(ax)$ sea cero (para $n = 1, 2, 3, \dots$), esta queda del siguiente modo:

$$\begin{aligned} \omega_n L \sqrt{\rho/E} &= \sqrt{\frac{a_n^2 - b_n^2}{1 + \gamma^2}} & \text{para } 1/s < 1/s_n \\ \omega_n L \sqrt{\rho/E} &= \sqrt{\frac{a_n^2 + c_n^2}{1 + \gamma^2}} & \text{para } 1/s > 1/s_n \end{aligned} \quad (3.44)$$

3.1.4 Comparativa de los modelos mecánicos analizados

Cada uno de los modelos mecánicos realiza unas consideraciones que afectan al comportamiento del modelo, ver tabla 3.1. Respecto al análisis sobre las frecuencias naturales, tal y como se recoge en [HBW99], se concluye que el Modelo de Euler-Bernoulli es el modelo que más sobreestima las frecuencias naturales y el Modelo de Timoshenko el modelo que menos.

En cuanto a la geometría de la viga, cuando ésta tiene una longitud al menos diez veces mayor que su grosor, y por tanto una relación de aspecto alta, se aconseja utilizar el Modelo de Euler-Bernoulli, mientras que en el caso que la relación de aspecto es baja se recomienda utilizar el Modelo de Timoshenko. Por último, en el caso en el que las frecuencias de trabajo sean bajas, del orden de decenas o pocas centenas, se recomienda el uso del Modelo de Euler-Bernoulli, en tanto que si las frecuencias son altas, del orden de millares de Hercios, el modelo más apropiado es el Modelo de Timoshenko.

Para el tipo de transductor piezoeléctrico que se utiliza en este trabajo, el modelo de Euler-Bernoulli es el que resultaría más apropiado por cumplir con la relación de longitud-grosor. Sin embargo, tal y como recogen Traill-Nash y Collar en su trabajo [TNC53] la falta de precisión en el cálculo de su primer modo de la frecuencia natural para este modelo, que difieren entre un 14 % y un 26 % los valores obtenidos experimentalmente respecto de los del modelo, lo convierte en inviable para las necesidades de este trabajo. Por este motivo resulta necesario analizar la metodología basada en modelos electromecánicos y la metodología basada en la experimentación.

3.2 Análisis de los modelos electromecánicos

Los modelos electromecánicos han sido desarrollados a partir de los trabajos llevados a cabo por Cady [Cad22], van-Dyke [VD28] y Mason [Mas35]. Como fruto de estos trabajos se ha creado el modelo de Butterworth-van Dyke, que queda recogido en la figura 3.3, en el que C_p representa el condensador

eléctrico equivalente del elemento piezoeléctrico, y R_m , C_m y L_m se obtienen de la relación de la masa, la rigidez y el amortiguamiento con el cuadrado del coeficiente de transformación *alpha* respectivamente, ver ecuación 3.45. Por otro lado, este modelo aplica las teorías desarrolladas por el modelo de Euler-Bernoulli. Además, el modelo de Butterworth-van Dyke es considerado por el IEEE como el estándar para los circuitos equivalentes de elementos piezoeléctricos sujetos a vibraciones [IEE66] y estableció métodos experimentales para identificar los parámetros del modelo del circuito equivalente.

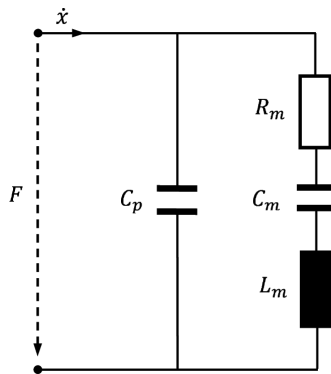


Figura 3.3: Modelo Butterworth-van Dyke

Los elementos piezoeléctricos están formados por materiales electromecánicos, y por tanto tienen características mecánicas y eléctricas. En la figura 3.4 se muestra la relación que existe entre el modelo mecánico equivalente del elemento piezoeléctrico y el circuito eléctrico equivalente [PI08].

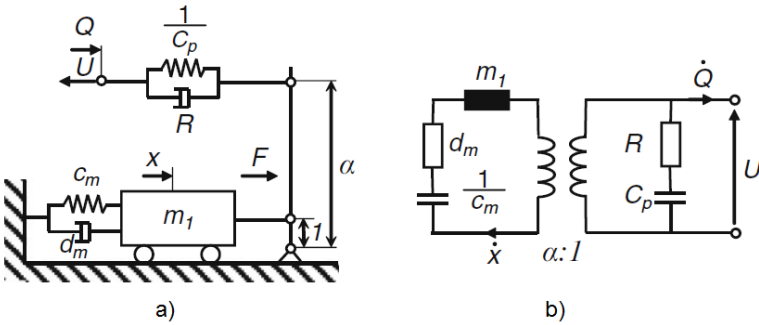


Figura 3.4: Representación mecánica (a) y eléctrica (b) de modelos equivalentes de sistemas piezoeléctricos

Además, el modelo de Butterworth-van Dyke relaciona los elementos de la rama mecánica con la eléctrica a través de:

$$L_m = \frac{m_1}{\alpha^2}, \quad R_m = \frac{d_m}{\alpha^2}, \quad \frac{1}{C_m} = \frac{c_m}{\alpha^2} \quad (3.45)$$

El modelo de Butterworth-van Dyke desprecia las pérdidas en el dieléctrico ocasionadas por la resistencia del sistema piezoeléctrico. Los modelos electromecánicos analizados, el de Ritcher [RTHW06] y el de Al-Ashtari [AAHHS12], añaden además otras simplificaciones que se detallarán para cada uno de los modelos.

El modelo que presenta Ritcher se basa en un modelo de guía de onda presentado por Lenk en su libro sobre sistemas electromecánicos [LI74]. Este modelo parte de las propiedades del material y de sus características geométricas para calcular los valores de los elementos discretos que forman el circuito eléctrico equivalente, así como la frecuencia de resonancia del elemento piezoeléctrico. Ritcher demuestra a través de varios artículos [RTHW06, RTSW07, TRSW08] que resulta posible calcular la frecuencia de resonancia del elemento piezoeléctrico, a partir de la densidad ρ , y sus

dimensiones w , l y h ver 3.46, siempre despreciando la capa de sustrato que completa el elemento piezoeléctrico.

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4}{\rho lwh}} \quad (3.46)$$

Waleed Al-Ashtari, presentó dos trabajos [AAHHS12, AAHHS13] partiendo de los estudios realizados por Ritcher, en los cuáles sí tenía en cuenta el sustrato del elemento piezoeléctrico, pero no tenía en cuenta los parámetros de inercia y amortiguamiento. Al igual que sucedía con Ritcher, su modelo presentaba unos resultados muy cercanos a los de experimentación. En 3.47 se muestran las frecuencias de resonancia f_r y anti-resonancia f_a definidas por del IEEE en [IEE66] según este modelo electromecánico.

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-\beta_1 - \sqrt{\beta_1^2 - 4\beta_2}}{M}}, \\ f_a &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-\beta_1 + \sqrt{\beta_1^2 - 4\beta_2}}{M}} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Quedando agrupados β_1 y β_2 como

$$\beta_1 = \frac{C_m C_p R_m^2 - C_m L_m - 2C_p L_m}{C_p C_m L_m^2}, \quad \beta_2 = \frac{C_p + C_m}{C_p C_m^2 L_m^2} \quad (3.48)$$

Estos modelos electromecánicos utilizan señales ideales de aceleración, lo que supone que son periódicas y de amplitud constante. Tal y como se ha mencionado en los capítulos anteriores, esto supone una limitación cuando se trata de experimentar con señales obtenidas en entornos reales, ya que la variación de la amplitud de las señales de excitación mecánica afecta a la frecuencia de resonancia del transductor piezoeléctrico [TRSW08].

Además, tal y como se puede apreciar en la tabla 3.2, existe una diferencia importante entre la frecuencia de resonancia obtenida por cada uno de los modelos y la frecuencia obtenida experimentalmente. Para realizar esta comparativa se ha utilizado el transductor piezoeléctrico 427.0085.11Z del fabricante Johnson Matthey.

Modelo	Frecuencia de resonancia [Hz]	Diferencia con experimental
Ritcher	264.05	10.46 %
Al-Ashtari	270.58	13.19 %
Experimental	239.05	-

Tabla 3.2: Comparativa de la frecuencia de resonancia calculada para cada uno de los modelos electromecánicos y de manera experimental

3.3 Análisis de los métodos experimentales

Esta metodología basada en el método empírico permite realizar medidas planteando experimentos a partir de señales reales obtenidas en diferentes situaciones y dispositivos. En la figura 3.5 se puede ver la señal de aceleración medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.

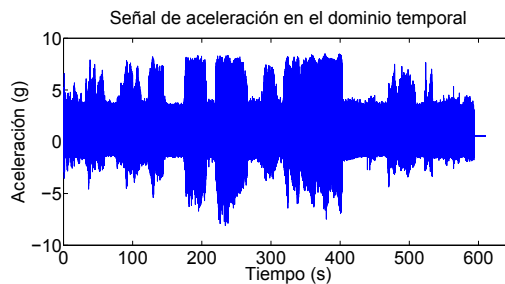


Figura 3.5: Señal de aceleración aleatoria en el dominio temporal medida en la parte superior del motor de una furgoneta Volkswagen Transporter.

Las principales herramientas necesarias para analizar elementos piezoeléctricos y replicar vibraciones mecánicas, son el analizador de impedancias y un excitador electrodinámico, además de todos sus periféricos. A lo largo del capítulo 4 se detalla el banco de pruebas experimental.

De este modo, se puede caracterizar el elemento piezoeléctrico utilizan-

do el analizador de impedancias de forma que se conozca su frecuencia de resonancia e incluso ajustarla en caso de que sea necesario.

Para conocer la potencia de salida máxima, así como cuál es la resistencia de carga óptima para que esto suceda, se replica la excitación mecánica con el vibrador, de modo que se desplace la base del elemento piezoeléctrico generando un voltaje y una corriente. A través de una carga resistiva controlada por software, se realizan barridos de resistencias, pudiendo finalmente conocer qué carga proporciona la potencia máxima.

Con este proceso se obtienen valores reales y precisos que permiten asegurar unos resultados fiables. A pesar de que este proceso puede resultar complejo, con la metodología propuesta se simplifican cada una de sus fases.

3.4 Conclusiones

Una vez detallados los modelos más importantes utilizados para la sintonización de elementos piezoeléctricos se pueden exponer las siguientes conclusiones. Los modelos mecánicos presentados tienen como principal inconveniente que son modelos lineales, mientras que las estructuras piezoeléctricas no lo son, por lo que se pierde rigurosidad en sus resultados. Además, a pesar de que el modelo mecánico que mejor se adapta el transductor piezoeléctrico que se va a utilizar, por sus propiedades geométricas, es el de Euler-Bernoulli, éste ofrece unos resultados en el cálculo del primer modo de la frecuencia natural que difieren de los resultados experimentales entre un 14 % y un 26 %, tal y como se ha indicado en [HBW99], por lo que resulta descartado. En cuanto a la metodología basada en modelos electromecánicos, realizan diferentes simplificaciones no contemplando aspectos físicos del transductor piezoeléctrico o efectos sobre el mismo, lo cual resta precisión a los resultados que ofrecen, entre un 10,46 % y un 13,19 %, tal y como se ha podido apreciar en la tabla 3.2.

Por todo lo anterior y dada la hipótesis planteada en el capítulo 2, *la selección de la frecuencia de resonancia a la cual un transductor piezoeléctrico debe ser ajustado para proporcionar la máxima energía al sistema electrónico que alimenta, viene indicada por el análisis de espectrograma de dicha señal de aceleración que excita el transductor piezoeléctrico, y no por el tipo de análisis frecuencial en tiempo discreto*, necesitamos recurrir a una metodología que nos garantice un grado de exactitud lo más alto posible en la estimación de la frecuencia natural de resonancia. De todas las opciones disponibles, consideramos que la metodología experimental es la más adecuada para este trabajo de investigación.

Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos

ESTE capítulo describe la metodología de sintonización de transductores piezoeléctricos que se propone para validar la hipótesis planteada. Esta metodología parte de un análisis de las señales de vibración que son la fuente de energía mecánica que queremos transformar en energía eléctrica. Este análisis, y sus conclusiones, son el aporte más significativo de la tesis. Nos proporcionarán las frecuencias a las que se deberán sintonizar los transductores piezoeléctricos. Con esa información, se describe cómo se realiza la selección de transductores comerciales y el resto del proceso de sintonización detallando el uso del banco de pruebas utilizado. Como parte de este proceso de sintonización se muestra cómo se selecciona la carga eléctrica que se debe conectar a la salida del transductor así como la medida de la energía que proporciona a dicha carga, y que será la utilizada en la comparativa final.

4.1 Introducción

La metodología que se ha escogido en este trabajo de investigación es la basada en la experimentación, detallada en el capítulo 3 (Análisis de metodologías para la sintonización de un transductor piezoeléctrico). A lo largo de las siguientes secciones de este capítulo se describen tanto la metodología como los equipos necesarios que permitirán llevarla a cabo. En la figura 4.1 se pueden diferenciar las fases principales de esta metodología y cómo éstas siguen su desarrollo hasta llegar al cálculo de la energía que proporciona el transductor piezoeléctrico a partir de la señal de aceleración. A continuación se describen brevemente las fases mostradas en esta figura, aunque serán detalladas en profundidad a lo largo de las siguientes secciones.

La fase 0 consiste en realizar un análisis de la señal de aceleración adquirida por el sensor acelerómetro. A ésta se le aplican dos procesados de señal diferentes: la transformada de Fourier en tiempo discreto (DFT), mediante el algoritmo FFT, y la transformada de Fourier en tiempo reducido (STFT), de la que se obtiene el espectrograma. A partir de cada uno de los procesados de señal, se obtienen dos frecuencias, F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente. Ambas frecuencias indican la frecuencia natural a la que debe resonar el transductor piezoeléctrico, según cada uno de los procesados realizados, para aprovechar la energía de la señal de aceleración de manera eficiente.

A partir de la pareja de frecuencias obtenidas de la fase 0, comienza la fase 1, que consiste en la elección del transductor piezoeléctrico. En esta fase se debe escoger el transductor cuya frecuencia natural de resonancia esté más cercana a F_{rFFT} y/o a F_{rSP} . Para ello, es necesario analizar las hojas de características proporcionadas por los fabricantes en los que se indican estos datos e incluso qué modificaciones se deben realizar a los mismos para variar su frecuencia natural.

En la fase 2 se mide mediante un analizador de impedancias la respuesta frecuencial de los transductores piezoeléctricos escogidos. A partir del re-

sultado obtenido se conocen las frecuencias de resonancia, F_r , y de anti-resonancia, F_a , entre las cuales se debe situar la frecuencia natural del transductor en cada caso (F_{rFFT} o F_{rSP}). En caso de no ser así, el transductor debe ser sintonizado mediante alguna de las técnicas existentes y a través de un proceso iterativo que serán detalladas más adelante.

Las condiciones en las que se realiza cada medida afectan a la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico. Es por ello, que en la fase 3 se realiza una nueva sintonización de la frecuencia a la que resuena cada transductor, utilizando para ello un vibrador electrodinámico y un conmutador de resistencias. De este modo, se obtiene el valor de carga para el cual se genera la máxima potencia con el transductor piezoeléctrico sintonizado a F_{rFFT} o F_{rSP} .

Por último, la fase 4 tiene como objetivo obtener la energía eléctrica generada por el transductor piezoeléctrico. Las condiciones a las que se somete el transductor son las de la señal de aceleración utilizada en la fase 0, replicada por el vibrador electrodinámico, y una carga resistiva conectada al transductor, cuyo valor es obtenido en la fase 3.

4.2 Fase 0. Análisis de la señal de aceleración

La fase 0 consiste en realizar un análisis de la señal de aceleración adquirida por el sensor acelerómetro. A ésta se le aplican dos procesados de señal diferentes: la transformada de Fourier en tiempo discreto (DFT), mediante el algoritmo FFT, y la transformada de Fourier en tiempo reducido (STFT), de la que se obtiene el espectrograma. A partir de cada uno de los procesados de señal, se obtienen dos frecuencias, F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente. Ambas frecuencias indican la frecuencia natural a la que debe resonar el transductor piezoeléctrico, según cada uno de los procesados realizados, para aprovechar la energía de la señal de aceleración de manera eficiente.

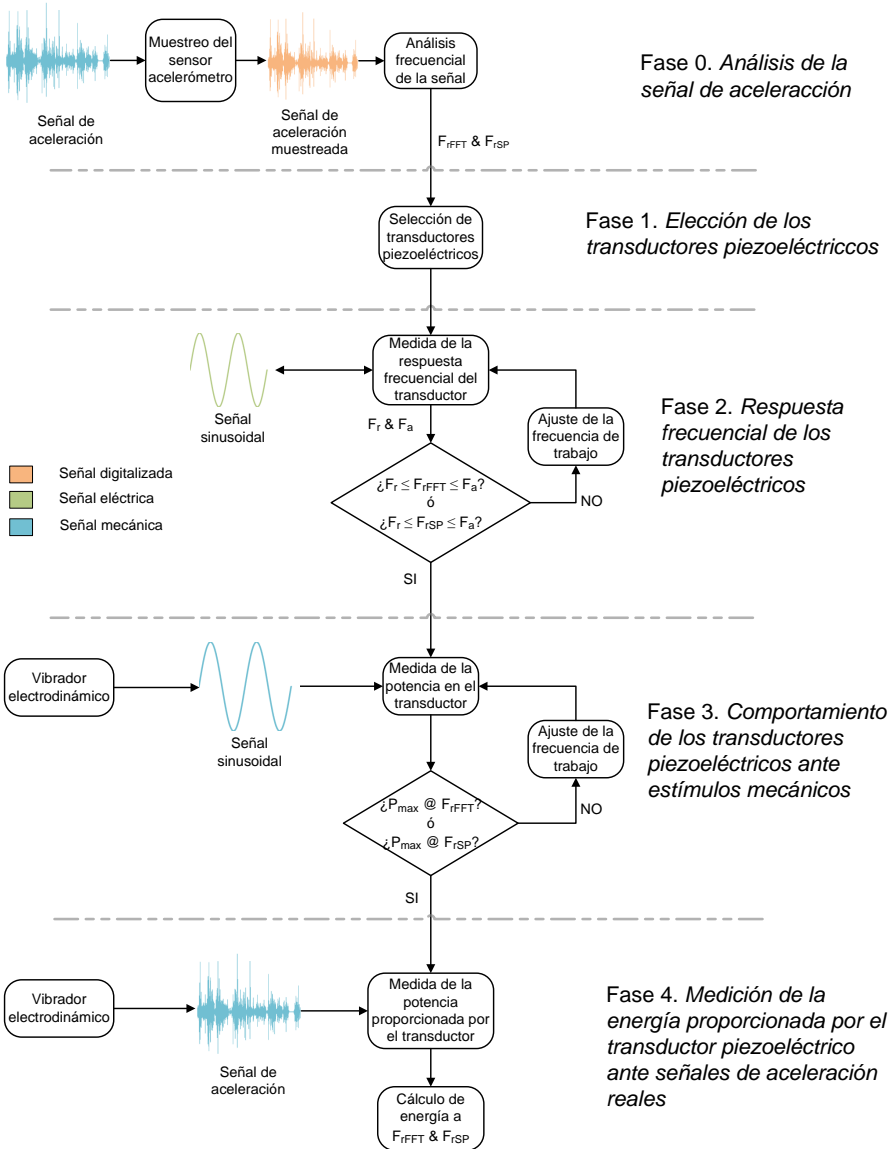


Figura 4.1: Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos

El análisis de señal es utilizado en una gran variedad de ámbitos para describir diversos fenómenos físicos. Por ello, existe un marco de referencia analítico que se puede aplicar de manera similar independientemente del campo en el que nos encontremos. A pesar de las diferentes formas que pueden ser utilizadas para representar una señal, ésta siempre contiene información dentro de un patrón de variaciones que puede representarse de alguna forma determinada. En definitiva, una señal queda definida como una cantidad física que varía con el tiempo, el espacio o cualquier otra variable o variables independientes [OWN98].

Las señales pueden clasificarse en dos categorías diferentes en función de las características de la variable independiente y los valores que ésta puede tomar. De este modo, se consideran señales continuas a aquéllas en las que la variable independiente está definida para todos los valores dentro de un intervalo continuo y que matemáticamente se describen como funciones continuas de variable continua. La otra categoría queda definida como señales discretas, y son aquéllas que únicamente definen a la variable independiente para un conjunto finito de valores, quedando definida matemáticamente como una secuencia de valores reales o complejos [PMdRC98].

Por otro lado, la señal se puede categorizar en determinista o aleatoria, según ésta pueda ser descrita matemáticamente. Se entiende como señal determinista a aquella que pueda ser definida explícitamente de forma matemática, permitiendo calcular los valores que la señal puede tomar, prediciendo su comportamiento, o los valores que ya ha tomado, siempre para diferentes valores de la variable independiente. Las señales aleatorias, en cambio, no pueden ser descritas como las deterministas, lo que las convierten en señales totalmente impredecibles, y sólo se pueden analizar y describir de manera aproximada mediante el uso técnicas estadísticas.

Esta primera fase consiste en el análisis de la señal de aceleración registrada por un sensor acelerómetro situado en la ubicación que resulte de interés en cada caso. Dicho sensor, que capta las señales de aceleración en los tres

ejes x , y y z , convierte cada una de las señales de aceleración a digital, lo cual conlleva la inevitable pérdida de información. Esta conversión resulta en un cambio en las características de la señal o señales, que pasan de ser continuas en el tiempo a discretas, y recibe el nombre de proceso de muestreo de la señal analógica. Se configura desde una unidad de procesado a través del parámetro de Frecuencia de Muestreo (F_s), definiendo el número de muestras por segundo que se toman de la señal. La diferencia entre la señal analógica y la digital disminuye cuanto mayor sea la frecuencia de muestreo. Una vez se dispone de la señal digital, ésta puede ser analizada mediante diferentes algoritmos y herramientas. El motivo para realizar este análisis de la señal de aceleración es debido a que se necesita calcular la energía de las señales aperiódicas en tiempo discreto en el dominio frecuencial.

A continuación se presentan los dos tipos de análisis a realizar sobre la señal de aceleración para calcular la frecuencia natural a la que debe resonar el transductor piezoeléctrico: el análisis tradicional [RWR04, ACSK07, DT05, DV09, PI08, ZWX13] y el propuesto en este trabajo. El método tradicional se basa en el algoritmo de Transformada Rápida de Fourier (FFT) para realizar el análisis de Transformada de Fourier en tiempo discreto (DFT), permitiendo calcular la potencia de la señal a cada una de las frecuencias. El método propuesto, realiza el análisis de Transformada de Fourier de tiempo reducido (STFT) a través del cálculo del espectrograma de la señal, obteniendo como resultado la energía de la señal a cada una de las frecuencias. Por lo tanto, se compara un método que calcula las potencias con otro que calcula las energías, ambos siempre para cada una de las frecuencias contenidas en la señal.

4.2.1 Cálculo de la potencia de señales aperiódicas en tiempo discreto en el dominio frecuencial

El método tradicional utilizado en el análisis frecuencial de las señales de aceleración consiste en realizar un análisis DFT, aplicando para ello el algoritmo FFT. La transformada rápida de Fourier se caracteriza por eliminar gran parte de los cálculos repetitivos a los que está sometido la DFT, consiguiendo un cálculo más rápido, además de conseguir una mayor precisión por disminuir los errores de redondeo [PMdRC98].

La ecuación 4.1 define la FFT donde $X(k)$ representa el contenido en frecuencia de $x(n)$, es decir, $X(k)$ es una descomposición de $x(n)$ en sus componentes en frecuencia. Dado que la señal es en tiempo discreto, su transformada de Fourier implica un sumatorio en lugar de una integral, como ocurre en el caso de señales en tiempo continuo.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-i2\pi k \frac{n}{N}} \quad (4.1)$$

El uso de este algoritmo está pensado para señales periódicas pero en los casos en los que no lo son, como las señales objeto de estudio, se debe suponer todo el segmento de señal temporal que se analiza como un único periodo que se repite. Asimismo, el resultado de la FFT, $X(k)$, será periódico de periodo 2π .

Para evaluar la FFT el algoritmo más empleado es la estimación en el tiempo en base 2. Este algoritmo define N como el número de puntos que tiene $X(k)$ a través de la ecuación 4.2.

$$N = 2^{\text{longitud de la señal}} \quad (4.2)$$

Una vez es conocido el valor de N , se divide la secuencia de datos en dos de $N/2$ de longitud, correspondientes a las muestras pares e impares de $x(n)$. Esto es conocido como diezclado en tiempo. Mediante este algoritmo, la FFT

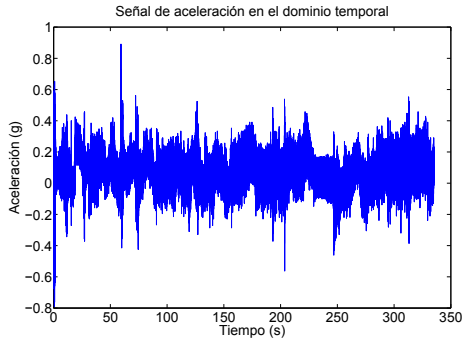
se basa en la división repetida hasta que se llega a dos muestras. La FFT global se calcula primero evaluando esas dos muestras y luego combinándolas con la siguiente potencia de dos muestras (4,8,16...) hasta que se obtienen los N coeficientes de los N puntos.

El resultado de la FFT es un conjunto de valores con diferente amplitud para cada una de las frecuencias contenidas dentro de la señal analizada. En la figura 4.2(a) se puede visualizar un ejemplo de una señal en el dominio temporal que es aleatoria en amplitud así como aperiódica. En la figura 4.2(b), se muestra una pequeña modificación del resultado directo de aplicar la FFT a la señal, aunque es su forma habitual de representación. La figura muestra únicamente el valor absoluto de la solución, multiplicado además por 2, ya que solo se muestra el eje positivo de las componentes frecuenciales y la solución del algoritmo tiene propiedades de simetría respecto a información frecuencial. A partir de este resultado se puede calcular la potencia de la señal en el dominio frecuencial elevando al cuadrado el valor de cada amplitud.

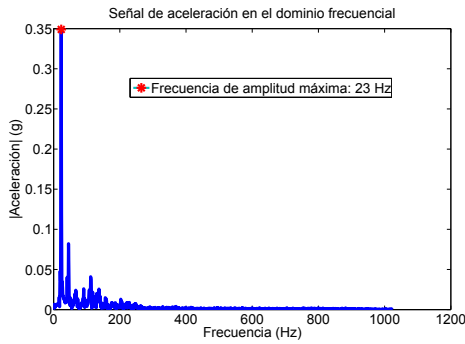
En la figura 4.2(b), se puede ver que a la frecuencia de $23Hz$ se sitúa la amplitud máxima, lo cuál indica según éste método, que ésa es la frecuencia a la cuál debe situarse la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico para aprovechar la máxima energía mecánica de la señal de aceleración.

4.2.2 Cálculo de energía de señales aperiódicas en tiempo discreto en el dominio frecuencial

Para el cálculo de la energía de señales aperiódicas en tiempo discreto resulta necesario disponer de la información temporal al mismo tiempo que la frecuencial, por lo que se utiliza el análisis de la Transformada de Fourier de tiempo reducido. Al contrario que sucede con el método anterior, el análisis de STFT consiste en dividir la señal temporal en diferentes tramas a través de una ventana específica w , que puede ser de diferentes tipos según cada caso, y de tamaño R . Dicho tamaño de ventana siempre deberá ser menor o igual



(a)



(b)

Figura 4.2: Señal de aceleración aleatoria y aperiódica en los dominios temporal (a) y frecuencial (b).

que el número de frecuencias contenidas en el espectro: $N \geq R$ [MC07]. Por tanto, la STFT se representa mediante la ecuación 4.3.

$$X(k, n) = \sum_{m=0}^{R-1} x(n-m)w(m)e^{-i2\pi k \frac{m}{N}} \quad (4.3)$$

La elección de la ventana, tanto su longitud como forma son aspectos determinantes que necesitan examinarse con cuidado. La función de la ventana es extraer una porción de la señal para análisis y asegurar que la sección extraída de la señal temporal $x(n)$ es más o menos estacionaria. Con este

propósito, la longitud de la ventana, R , debe ser pequeña, en particular para señales con parámetros espectrales muy variables. Una reducción en la longitud de la ventana aumenta la propiedad de resolución en el tiempo de la STFT, en tanto que la propiedad de resolución en frecuencia aumenta con un incremento en la longitud de ventana. Es decir, dado que la STFT ofrece como resultado un espectrograma, una ventana más corta proporciona un espectrograma de banda ancha en tanto que una ventana más larga produce un espectrograma de banda estrecha. Otros parámetros que define a la ventana, además de su longitud, son su ancho del lóbulo principal y la amplitud relativa del lóbulo lateral respecto del principal.

Para esta metodología se ha decidido utilizar una ventana de tipo *Hann* que es una ventana que ofrece una buena compensación entre la anchura del lóbulo principal y la diferencia de amplitudes entre lóbulo principal y lóbulos laterales, además de no ser demasiado estricta como para suponer una pérdida en los detalles frecuenciales que son de interés. La configuración del solapamiento entre los fragmentos de señal acotados por la ventana, es otro parámetro importante, ya que sirve para reducir las irregularidades que pueden aparecer entre cada trama. Su valor habitual y recomendado es del 70 %.

A través de este análisis se obtiene el espectrograma de la función, que resulta de la magnitud cuadrada de la STFT de manera que se consigue la Densidad de Potencia Espectral (PSD) en función del tiempo y de la frecuencia. En la figura 4.3, se muestra la PSD en unidades de [dB/Hz] que se obtiene al multiplicar por 10 el logaritmo del anterior resultado. A través del resultado obtenido por el espectrograma resulta posible obtener un conocimiento cualitativo de la energía de la señal generada en cada componente frecuencial, ya que se calcula a partir de los parámetros de potencia y tiempo. La metodología que se propone consiste en ajustar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico a la frecuencia a la cual existe una mayor energía.

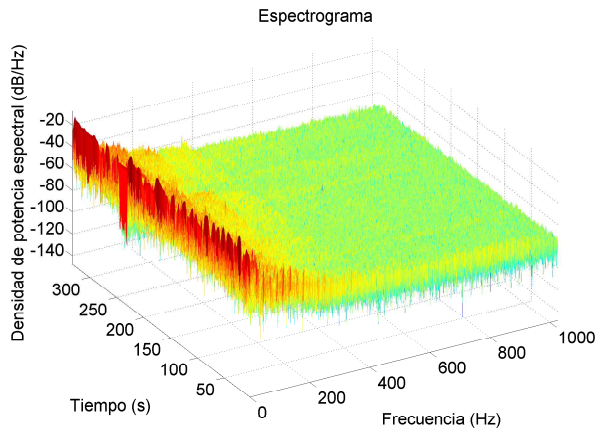


Figura 4.3: Espectrograma obtenido a partir de una señal de aceleración aleatoria y aperiódica.

4.2.3 Elección de frecuencias de sintonización del transductor piezoeléctrico

A partir de las dos metodologías presentadas, se define la frecuencia de sintonización obtenida a partir del cálculo de la FFT como F_{rFFT} y la que hace lo propio analizando el resultado proporcionado por el espectrograma F_{rSP} . Para realizar dicho cálculo se ha utilizado una herramienta de cálculo matemático que permite analizar la señal obtenida por el sensor acelerómetro y procesar digitalmente dicha señal de manera que se pueden calcular las transformadas de Fourier de tiempo discreto y de tiempo reducido, además del espectrograma de la señal. Tal y como se verá en las siguientes fases, el proceso de sintonización deberá ir ajustando la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico a cada una de esas frecuencias objetivo, de manera que sea posible comparar la energía recuperada por cada uno de los transductores piezoeléctricos ajustados a F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente. El proceso de esta fase queda resumido con el diagrama de la figura 4.4.

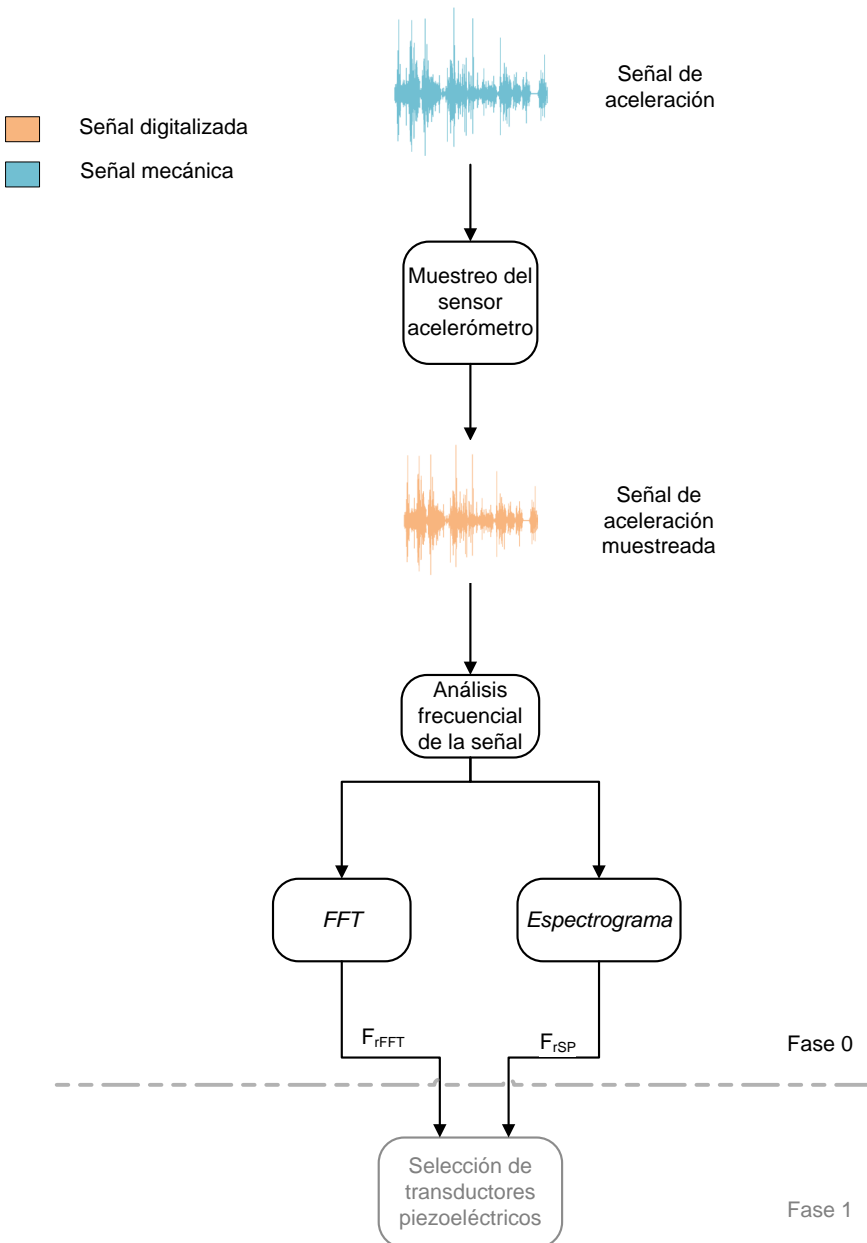


Figura 4.4: Secuencia de desarrollo de la fase 0 de la metodología y su transición hacia la fase 1.

4.3 Fase 1. Elección de los transductores piezoeléctricos

A partir de la pareja de frecuencias obtenidas de la fase 0, comienza la fase 1, que consiste en la elección del transductor piezoeléctrico. En esta fase se debe escoger el transductor cuya frecuencia natural de resonancia esté más cercana a F_{rFFT} y/o a F_{rSP} . Para ello, es necesario analizar las hojas de características proporcionadas por los fabricantes en los que se indican estos datos e incluso qué modificaciones se deben realizar a los mismos para variar su frecuencia natural.

Los transductores piezoeléctricos están compuestos por materiales piezoeléctricos formando una o varias capas, tal y como se muestra en la figura 4.5, siendo los materiales más comunes el Polifluoruro de vinilideno (PVDF) y el Titanato de zirconato de plomo (PZT), este último cerámico. Los materiales piezoeléctricos tienen internamente una estructura cristalina polarizada, bien de manera natural o bien mediante la aplicación de un campo eléctrico, de manera que cuando sufren algún tipo de deformación aparece una diferencia de potencial¹.

En base a las dos frecuencias obtenidas en la fase anterior, se deben escoger dos transductores piezoeléctricos que resuenen a cada una de dichas frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente, y de ese modo transformar la energía mecánica en eléctrica de manera eficiente. Lo más habitual es que no se disponga de ningún transductor piezoeléctrico comercial cuya frecuencia de resonancia coincida con alguna de las frecuencias que resultan de interés, por lo que se deberán escoger aquéllos que más se aproximen, siendo posteriormente necesario ajustar sus frecuencias naturales a F_{rFFT} y F_{rSP} .

Los transductores piezoeléctricos comerciales disponen de una hoja de características asociada proporcionada por el fabricante. En ella, además de la frecuencia natural, es posible encontrar información sobre sus conexiones

¹Piezo technology <http://www.piceramic.com>

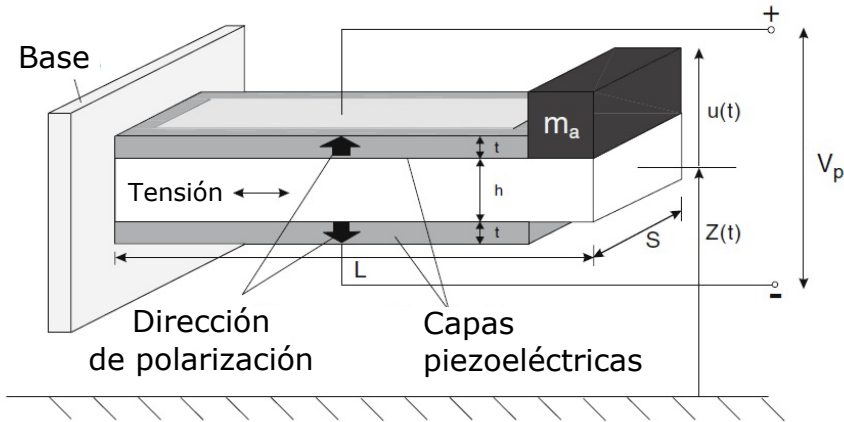


Figura 4.5: Generador basado en un transductor piezoeléctrico bimorfo colocado en voladizo.

eléctricas y su rendimiento en situaciones de diferentes frecuencias de resonancia con diferentes masas adheridas. En cuanto a las conexiones eléctricas, en el caso de que haya más de una capa de material piezoeléctrico en el transductor y dependiendo de su polarización, éstas podrán ser en serie o en paralelo. Existen transductores piezoeléctricos que tienen aisladas las capas de piezoeléctrico entre sí, por lo que dan la libertad de interconectarlas como el usuario desee. Por ejemplo, para el caso particular de un transductor piezoeléctrico bimorfo, es decir, con dos capas de material piezoeléctrico, si éstas se interconectan en serie, el voltaje será el doble que el proporcionado por una única capa, mientras que el valor de la corriente será el mismo y la capacidad eléctrica del transductor piezoeléctrico será la mitad que la de una única capa. En cambio, si éstas se conectan en paralelo, el voltaje se mantiene igual al proporcionado por una única capa mientras que la corriente dobla su valor, al igual que sucede con el valor de la capacidad eléctrica del transductor.

4.4 Fase 2. Respuesta frecuencial de los transductores piezoeléctricos

En la fase 2 se mide mediante un analizador de impedancias la respuesta frecuencial de los transductores piezoeléctricos escogidos. A partir del resultado obtenido se conocen las frecuencias de resonancia, F_r , y de anti-resonancia, F_a , entre las cuales se debe situar la frecuencia natural del transductor en cada caso (F_{rFFT} o F_{rSP}). En caso de no ser así, el transductor debe ser sintonizado mediante alguna de las técnicas existentes y a través de un proceso iterativo que será detallado a lo largo de la sección. En la figura 4.6 se presenta de manera gráfica la metodología relativa a esta sección.

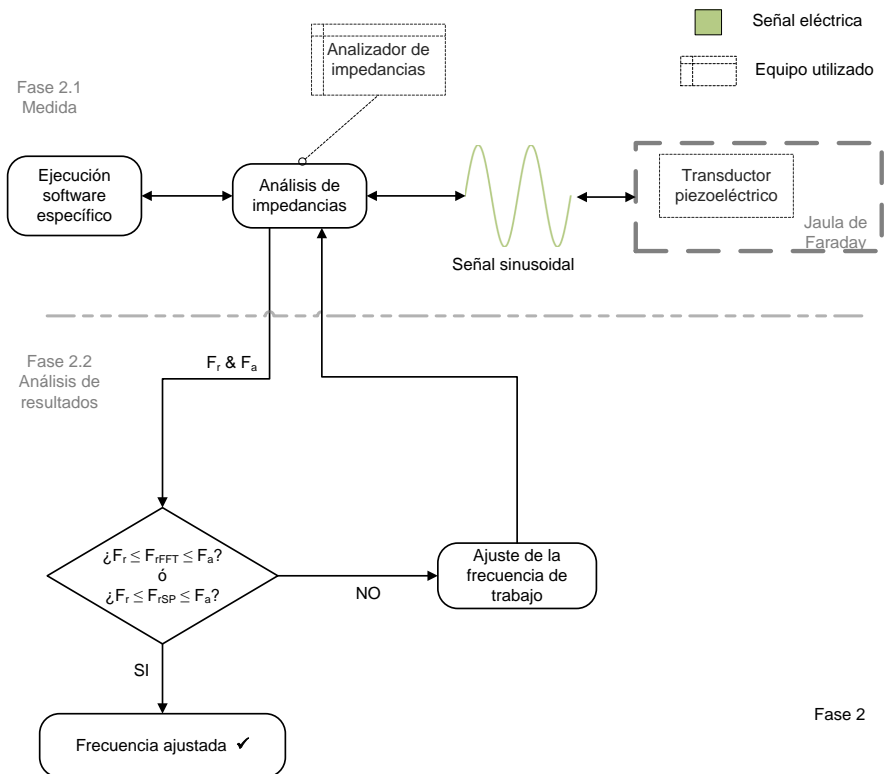


Figura 4.6: Secuencia de desarrollo de la fase 2 de la metodología.

Los transductores piezoeléctricos son muy sensibles al entorno que les rodea por lo que deben estar aislados lo máximo posible cuando se realiza su caracterización, para lo cuál resulta recomendable introducirlos en una jaula de Faraday. Este tipo de habitáculos o cajas están fabricados de material conductor, de modo que protege de la radiación electromagnética. Además, es conveniente que la jaula de Faraday esté aislada de otros elementos o estructuras expuestas a vibraciones ambientales utilizando materiales que absorban las vibraciones como la espuma.

La configuración del analizador de impedancias se realizará desde otro equipo con un software específico, por lo que resulta necesaria la conexión entre el analizador de impedancias y el ordenador en el que se ejecuta el software. El analizador de impedancias puede ser configurado en los modos potenciostato o galvanostato, siendo el primero de ellos el que resulta de interés, ya que de ese modo se mantiene constante el potencial entre los terminales y resulta posible obtener la variación de los valores de corriente que circulan por el transductor.

El software puede calcular cómo varía la impedancia del transductor piezoeléctrico en función de la señal sinusoidal que se le aplica. Asimismo, se deben configurar algunos parámetros de dicha señal sinusoidal, como su amplitud, y otros como el rango de frecuencias que se va a barrer con la señal sinusoidal, cómo va a ser el tipo de barrido frecuencial, lineal o logarítmico, en nuestro caso será lineal, y el número de frecuencias que se desean barrer en dicho rango.

Además de estos parámetros, existen otros como el tiempo máximo de integración y el número mínimo de ciclos a integrar. El primero de ellos es el tiempo máximo en segundos durante el cuál, la respuesta de corriente alterna de la celda es registrada para su posterior análisis, resultando que cuanto mayor es su valor, mayor es la duración del barrido frecuencial aunque mejor es la relación de señal a ruido. El número mínimo de ciclos a integrar define el

número mínimo de ciclos de respuesta de corriente alterna que deben ser registrados para su análisis, del mismo modo que el parámetro anterior, a mayor número de ciclos, más lento es el barrido pero se obtiene una mejor relación de señal a ruido. Ambos parámetros están relacionados entre sí, y cuando se trabaja a bajas frecuencias el número mínimo de ciclos a integrar prioriza sobre el tiempo máximo de integración. Es en este caso cuando este parámetro resulta de interés ya que a bajas frecuencias resulta inevitable la aparición de ruido ambiental, por lo que basándonos en la experimentación se recomienda utilizar valores de entre 7 y 9 para configurar el número mínimo de ciclos a integrar. Por último, otro parámetro que puede afectar a la medida es el de la configuración de los límites superior e inferior del rango de corriente a medir, debiendo estar la señal de corriente siempre dentro de dichos límites.

Una vez realizadas las medidas, a partir de los resultados obtenidos por el analizador de impedancias se pueden generar representaciones, como el diagrama de Bode en módulo y en fase, y los círculos de Nyquist de impedancias y de admitancias. El módulo del diagrama de Bode indica dónde se sitúan las frecuencias de resonancia F_r y de anti-resonancia F_a , tal y como se puede ver en la figura 4.7. Estas frecuencias, definidas en *IEEE Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators* [IEE66], son representativas del transductor piezoeléctrico ya que sitúan su frecuencia natural dentro de ese ese margen, por lo que es entre estas dos frecuencias se debe situar la frecuencia objetivo F_{rFFT} o F_{rSP} tal y como representado en la ecuación 4.4 e indicado en la parte del diagrama fase 2.2.

$$F_r \leq F_{rFFT} \leq F_a$$

$$F_r \leq F_{rSP} \leq F_a$$
(4.4)

Las técnicas más comunes para realizar el ajuste de frecuencia natural de un transductor piezoeléctrico son dos principalmente. Por un lado se puede realizar mediante la colocación de pequeñas masas en el extremo del transductor piezoeléctrico. Por otro, mediante la fijación de una lámina con una

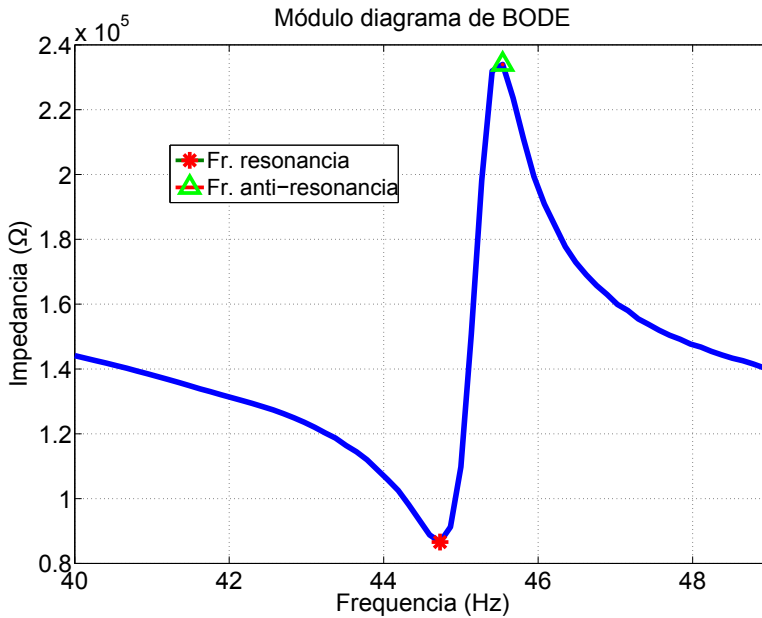


Figura 4.7: Módulo del diagrama de Bode.

longitud determinada en una de las caras del elemento piezoeléctrico. Tal y como se explica en [YB02], la rigidez del transductor piezoeléctrico, k_b , para el caso concreto en el que nos encontramos viene expresado por la ecuación 4.5, donde E es el módulo de elasticidad o módulo de Young, I es el momento de inercia y l es la longitud del transductor piezoeléctrico.

$$K_b = \frac{3EI}{l^3} \quad (4.5)$$

De la relación entre la masa y la rigidez se puede obtener la frecuencia natural de resonancia, tal que

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_b}{M}} \quad (4.6)$$

Donde la masa equivalente del transductor piezoeléctrico está definida según Timoshenko [WJTY90], por la ecuación 4.7, donde M_b es la masa del

transductor piezoeléctrico y M_t el valor de la masa que se añade al transductor, en caso de que así sea.

$$M = \frac{33}{140}M_b + M_t \quad (4.7)$$

A través de cualquiera de las dos técnicas se consigue modificar el comportamiento del transductor piezoeléctrico y, como resultado, la frecuencia natural original, situándola entre F_r y F_a . Este proceso resulta iterativo, ya que por cada modificación que se realiza a la estructura, se debe repetir el proceso de medida con el analizador de impedancias, hasta que se consigue situar la frecuencia objetivo dentro del rango indicado.

4.5 Fase 3. Comportamiento de los transductores piezoeléctricos ante estímulos mecánicos

Las condiciones de excitación y carga conectada en las que se realiza cada medida afectan a la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico. Es por ello, que en esta fase 3 se realiza una nueva sintonización de la frecuencia a la que resuena cada transductor, utilizando para ello un vibrador electrodinámico y un conmutador de resistencias. De este modo, se obtiene el valor de carga para el cual se genera la máxima potencia con el transductor piezoeléctrico sintonizado a F_{rFFT} o F_{rSP} . Para la ejecución de esta fase, resultan necesarias otras configuraciones de medida a las utilizadas en la fase 2, y que quedan recogidas en las figuras 4.8 y 4.9.

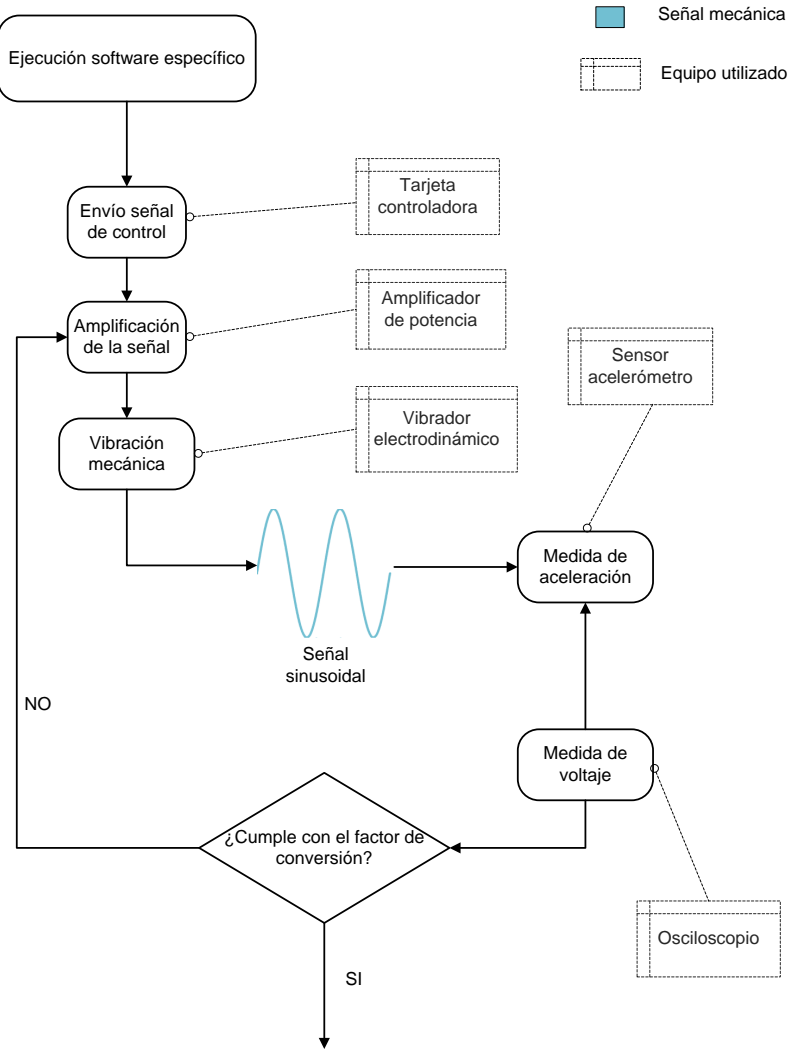
El primer paso consiste en fijar el transductor piezoeléctrico al vibrador electrodinámico a través de su soporte. El vibrador electrodinámico es el equipo responsable de producir las vibraciones mecánicas que deben ser transmitidas al transductor piezoeléctrico de manera íntegra por lo que la acción de fijación resulta crítica. Seguidamente, se debe llevar a cabo el proceso de calibración de todo el sistema de control del vibrador electrodinámico.

4.5.1 Calibración del vibrador electrodinámico

Para manejar el vibrador electrodinámico correctamente, es necesario que esté conectado a un amplificador de potencia, que a su vez, está conectado a una tarjeta controladora manejada a través de su software asociado. Este software genera la señal que debe reproducir el vibrador electrodinámico con precisión, por lo que es importante comprobar que así sea. Para realizar la calibración, se utiliza un sensor acelerómetro que mide las aceleraciones de la vibración mecánica generada en el vibrador electrodinámico y la traduce a una señal eléctrica que, con ayuda de un osciloscopio, puede ser medida a través de sus marcadores. Los valores de dicha señal deben ser calculados a través del factor de conversión del vibrador electrodinámico proporcionado por el fabricante. De ese modo, se comparan las dos señales sinusoidales, la que se ha configurado en el software y la que se ha generado en el vibrador electrodinámico, y realizando las modificaciones necesarias en la ganancia del amplificador de potencia, se debe cumplir que ambas coincidan. Este proceso se corresponde con la fase 3.1 representada en la figura 4.8.

4.5.2 Proceso de medida

Una vez está calibrado el vibrador electrodinámico es necesario acondicionar la señal de aceleración. Para esta parte se debe utilizar una señal sinusoidal cuya amplitud se corresponda con el valor medio de la señal de aceleración, de manera que el orden de magnitud sea el de la señal de aceleración origen. El motivo de utilizar una señal sinusoidal es el de poder ir modificando su frecuencia mientras se registra la potencia que genera el transductor piezoeléctrico con cada uno de los diferentes valores de carga resistiva situados dentro del rango, análisis que no se puede hacer con la señal de aceleración por tratarse de una señal de frecuencia variable. Es fundamental que esta señal que se genera en el software específico, no sature el amplificador de potencia



Fase 3.2

Fase 3.1

Figura 4.8: Secuencia de desarrollo de la calibración correspondiente a la primera parte de la fase 3.

cuando llega a él, ya que la señal reproducida por el vibrador electrodinámico sería errónea

Con el transductor piezoeléctrico correctamente fijado al vibrador electrodinámico y la señal sinusoidal, que éste va a generar correctamente acondicionada, se prepara la carga resistiva que se conecta a los terminales del transductor piezoeléctrico. Para el manejo de la carga resistiva se recomienda utilizar un conmutador de resistencias controlado por software, ya que facilitará el proceso de medida permitiendo realizar barridos de resistencias. El objetivo de realizar medidas con diferentes valores de cargas resistivas es el de averiguar para qué valor de carga resistiva existe una mejor adaptación de impedancias con el transductor piezoeléctrico y, por tanto, éste transfiere la máxima energía. El software que controla el conmutador de resistencias, permite indicar el rango que utiliza para realizar el barrido, cuyos límites superior e inferior se obtienen del módulo del diagrama de Bode, figura 4.7, para cada una de las frecuencias F_{rFFT} o F_{rSP} . El valor resistivo que se corresponde con el límite inferior coincide con el valor del módulo de la impedancia a la frecuencia de resonancia mientras que el valor del límite superior se corresponde con el módulo de la impedancia a la frecuencia de anti-resonancia. Además, el software de control del conmutador de resistencias registra el voltaje y la potencia activa para cada valor de carga.

Tras el acondicionamiento de todos los equipos necesarios para esta parte de la experimentación, se puede iniciar el proceso de medida representado en el diagrama de la figura 4.9. Este proceso consiste en realizar un barrido de resistencias de carga utilizando diferentes señales sinusoidales de igual amplitud pero distinta frecuencia con el objetivo de realizar también un barrido frecuencial. Este barrido de frecuencias, que se realiza de manera manual modificando el valor de la frecuencia de cada señal sinusoidal, se realiza comenzando por la frecuencia objetivo, F_{rFFT} o F_{rSP} , incrementándola y disminuyéndola hasta que se identifica la frecuencia a la cual la potencia proporcionada a la carga es máxima. Una vez realizado este doble barrido

frecuencial y resistivo el resultado debe tener un aspecto similar al de la figura 4.10. Tal y como se puede comprobar, la potencia máxima no se encuentra situada a la frecuencia objetivo, a pesar de haber realizado el primer ajuste de la de frecuencia natural del transductor piezoeléctrico utilizando el analizador de impedancias. La causa que origina tanta diferencia entre la potencia generada a la frecuencia objetivo y la potencia máxima generada a otra frecuencia diferente, es debida al cambio en las condiciones de un experimento frente a otro, lo cual es de esperar, tal y como refleja la literatura [TRSW08]. Sin embargo, existe la posibilidad de que la diferencia entre la potencia máxima y la potencia a la frecuencia objetivo apenas exista, caso en el cuál no será necesario el siguiente proceso de reajuste de la frecuencia natural.

El proceso de reajuste de la frecuencia natural consiste en modificar las características del transductor piezoeléctrico, tal y como se ha explicado en la fase 2, bien añadiendo una masa determinada en su extremo o bien añadiendo una lámina con una longitud determinada en una de las caras del elemento piezoeléctrico. De este modo, la potencia generada máxima estará situada a la frecuencia objetivo. Este proceso es lento, ya que cada vez que se modifica la estructura, debe realizarse el proceso de doble barrido, acercando la potencia generada máxima de manera progresiva, hasta situarla en la frecuencia objetivo. Una vez se haya logrado este propósito, el resultado deberá tener un aspecto similar a la figura 4.11, claramente comparable con la figura 4.10 anteriormente presentada.

Una vez finalizado todo el proceso detallado en esta fase, el transductor piezoeléctrico está ajustado para recuperar la máxima energía de la señal mecánica trabajando a la frecuencia F_{rFFT} o F_{rSP} . El siguiente paso consiste en replicar la señal de aceleración real con el vibrador dinámico y medir la energía generada por el transductor piezoeléctrico.

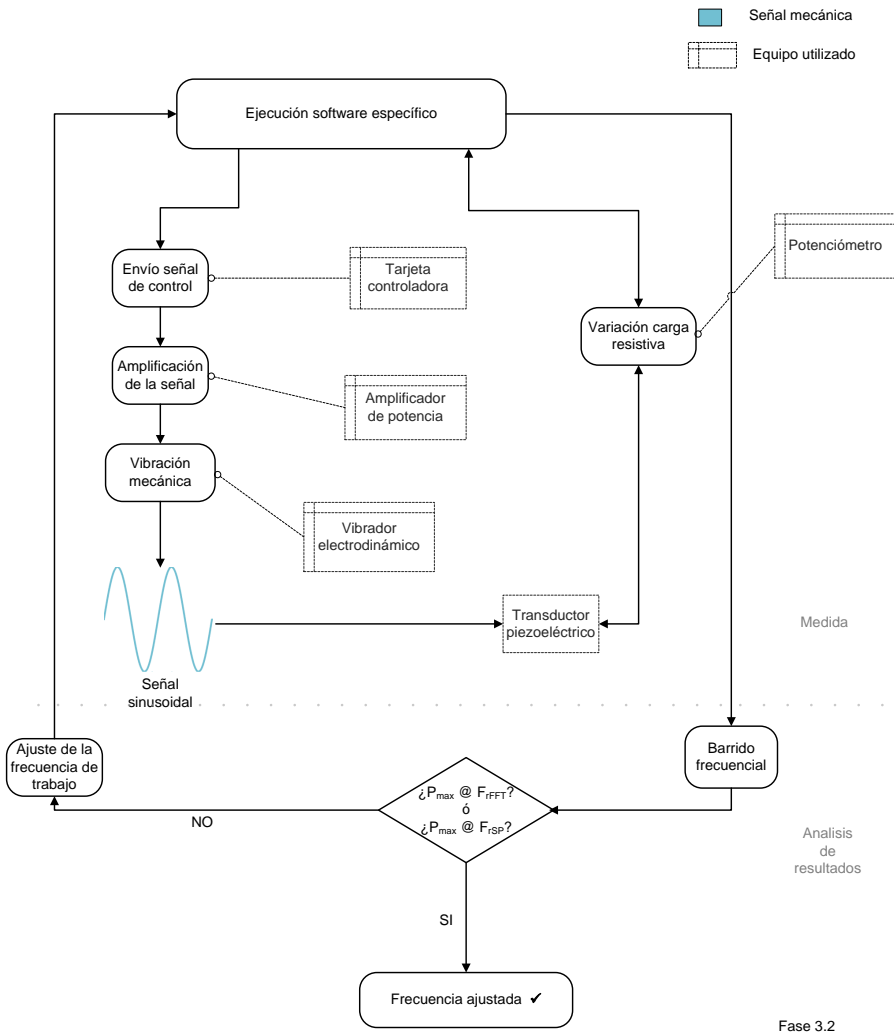


Figura 4.9: Secuencia de desarrollo de las medidas y análisis de resultados correspondientes a la segunda parte de la fase 3.

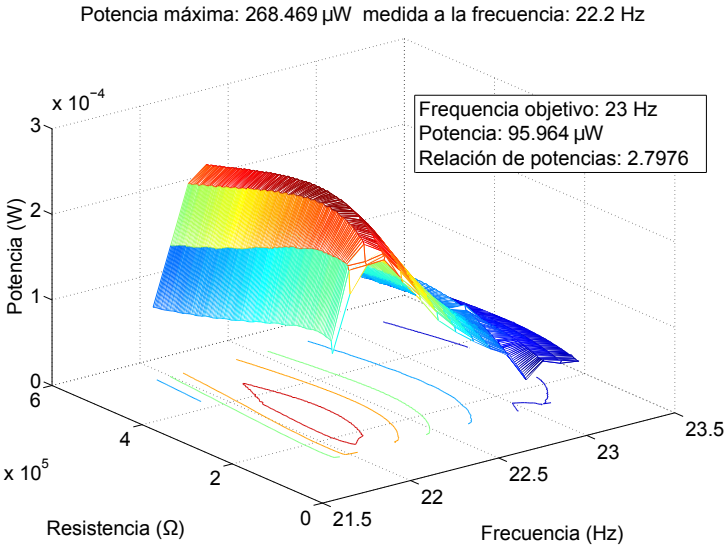


Figura 4.10: Potencia generada por el transductor piezoeléctrico después del primer ajuste de la frecuencia natural, siendo la frecuencia objetivo 23 Hz

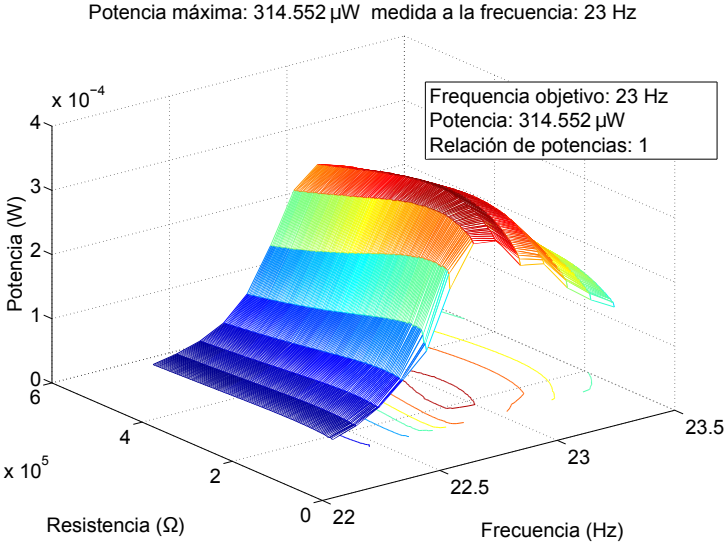


Figura 4.11: Potencia generada por el transductor piezoeléctrico después del segundo ajuste de la frecuencia natural, siendo la frecuencia objetivo 23 Hz

4.6 Fase 4. Medición de la energía proporcionada por el transductor piezoeléctrico ante señales de aceleración reales

Por último, la fase 4 tiene como objetivo obtener la energía eléctrica generada por el transductor piezoeléctrico. Las condiciones a las que se somete el transductor son las de la señal de aceleración utilizada en la fase 0, replicada por el vibrador electrodinámico, y una carga resistiva conectada al transductor, cuyo valor es obtenido en la fase 3.

En esta última fase de la metodología, representado en la figura 4.12, ya se dispone de ambos transductores piezoeléctricos correctamente ajustados para resonar a F_{rFFT} y F_{rSP} . A continuación, serán excitado por el vibrador electrodinámico que replicará la señal de aceleración real de la cual se partió desde un inicio. La reproducción de dicha señal mecánica se realiza en lazo abierto, ya que no ha sido posible implementar el lazo de control cerrado. El hecho de no poder realizar esta última fase con un control del vibrador electrodinámico en lazo cerrado, resulta en una ausencia de control para corregir cualquier asincronía que pueda suceder durante la réplica de la señal de aceleración, con el consiguiente problema de que la señal reproducida no se corresponda con la señal de aceleración deseada.

En la fase 3 se ha podido obtener el valor de la carga resistiva que ofrece mejor adaptación con el transductor piezoeléctrico y genera la máxima potencia. Ese valor resistivo deber ser el que se utilice en este punto de la experimentación.

El conmutador de resistencias controlado por software, además de permitir introducir el valor resistivo que nos interesa como carga del transductor piezoeléctrico, permite registrar los valores de voltaje que le aplica el transductor piezoeléctrico a lo largo del tiempo, con una frecuencia de muestreo concreta. Un valor acertado para este parámetro es de $1kHz$, es decir una

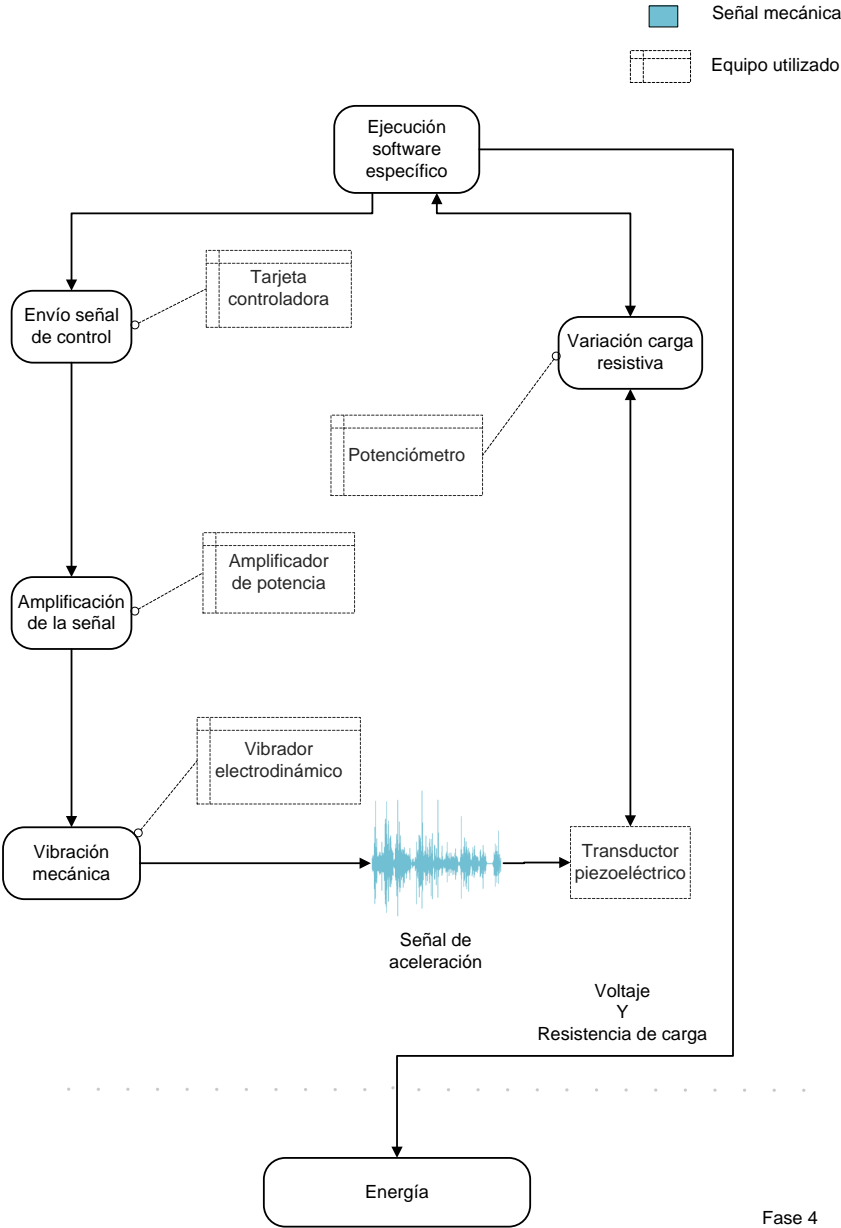


Figura 4.12: Secuencia de desarrollo de la fase 4 de la metodología

muestra cada milisegundo, ya que con el orden de magnitud de los valores frecuenciales que se está trabajando se consigue una resolución adecuada.

La potencia activa generada se calcula a través de la ecuación 4.8, y a partir de ella es posible conocer la energía calculando el valor medio de la potencia que se ha generado a lo largo del tiempo mediante la ecuación correspondiente.

$$Potencia[W] = \frac{V^2}{R} \quad \begin{matrix} [V^2] \\ [\Omega] \end{matrix} \quad (4.8)$$

Finalizado este proceso, se conoce la energía generada utilizando una carga resistiva en particular y ajustando la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico a F_{rFFT} o F_{rSP} . Se debe repetir todo el proceso detallado para obtener la energía generada realizando el ajuste de frecuencia para la otra frecuencia objetivo, permitiendo realizar finalmente una comparativa de las dos energías obtenidas.

Experimentación y validación

EN este capítulo se aplica la metodología detallada a lo largo del capítulo anterior para cada uno de los cinco experimentos realizados. Todos los experimentos han sido llevados a cabo utilizando señales reales de aceleración. Dado que la metodología aplicada en todos los experimentos es la misma, uno de los experimentos está explicado con un mayor nivel de detalle, mientras que los otros cuatro han quedado agrupados en una sección en la que únicamente se indican los aspectos más relevantes. Los datos de aceleración registrados en cada uno de los escenarios se han obtenido del repositorio *The EH Network Data Repository*¹.

Una vez presentados todos los experimentos, se comparan los resultados obtenidos para cada pareja de transductores piezoeléctricos sintonizados. Como se podrá observar, el método de sintonización de transductores propuesto en esta tesis demuestra la hipótesis de que es posible aumentar la energía obtenida de una fuente de vibración no constante si a ésta se le aplica un análisis de espectrograma para la selección de la frecuencia natural del transductor.

¹The EH Network Data Repository: <http://eh-network.org/data>

5.1 Introducción

Este capítulo recoge los 5 experimentos realizados aplicando la metodología detallada en el capítulo 4 y que se recuerda en la figura 5.1. Todos los experimentos han sido llevados a cabo utilizando señales reales de aceleración registradas en diversos escenarios y han sido descargada del repositorio *The EH Network Data Repository*. Las cinco señales que se han escogido son: las vibraciones en los ejes x e y a las que se somete el salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter, las vibraciones en el eje x a las que se somete el filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter, las vibraciones en el eje y a las que se somete el brazo de suspensión delantero de un coche Ford Fiesta y las vibraciones en el eje y a las que se somete el brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter.

A pesar de que sólo han sido realizados 5 experimentos con señales de aceleración, hay que destacar que se han analizado más de cien señales de aceleración reales obtenidas del repositorio *The EH Network Data Repository* utilizando el análisis matemático de procesado de señales detallado en la Fase 0 de la metodología. Para cada una de ellas se ha aplicado el método propuesto y se han calculado las frecuencias F_{FFT} y F_{rSP} . Para algunos casos, el resultado del cálculo de ambas frecuencias era coincidente, por lo que ambos métodos sugerían la misma frecuencia de sintonización del transductor piezoeléctrico. En los casos en los que las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} eran diferentes, se ha comparado cualitativamente la energía existente en cada una de ellas de la señal de aceleración real, siendo en todas ellas mayor para F_{rSP} , que para F_{rFFT} . De esta manera, a falta de demostrarlo experimentalmente, al menos en la parte correspondiente al análisis de la señal, se sugiere que la energía disponible a la frecuencia F_{rSP} es igual o mayor a la que está disponible a la frecuencia F_{rFFT} .

Dado que la metodología aplicada en todos los experimentos es la misma, y con el fin de no redundar, se detallará uno de los experimentos realizados,

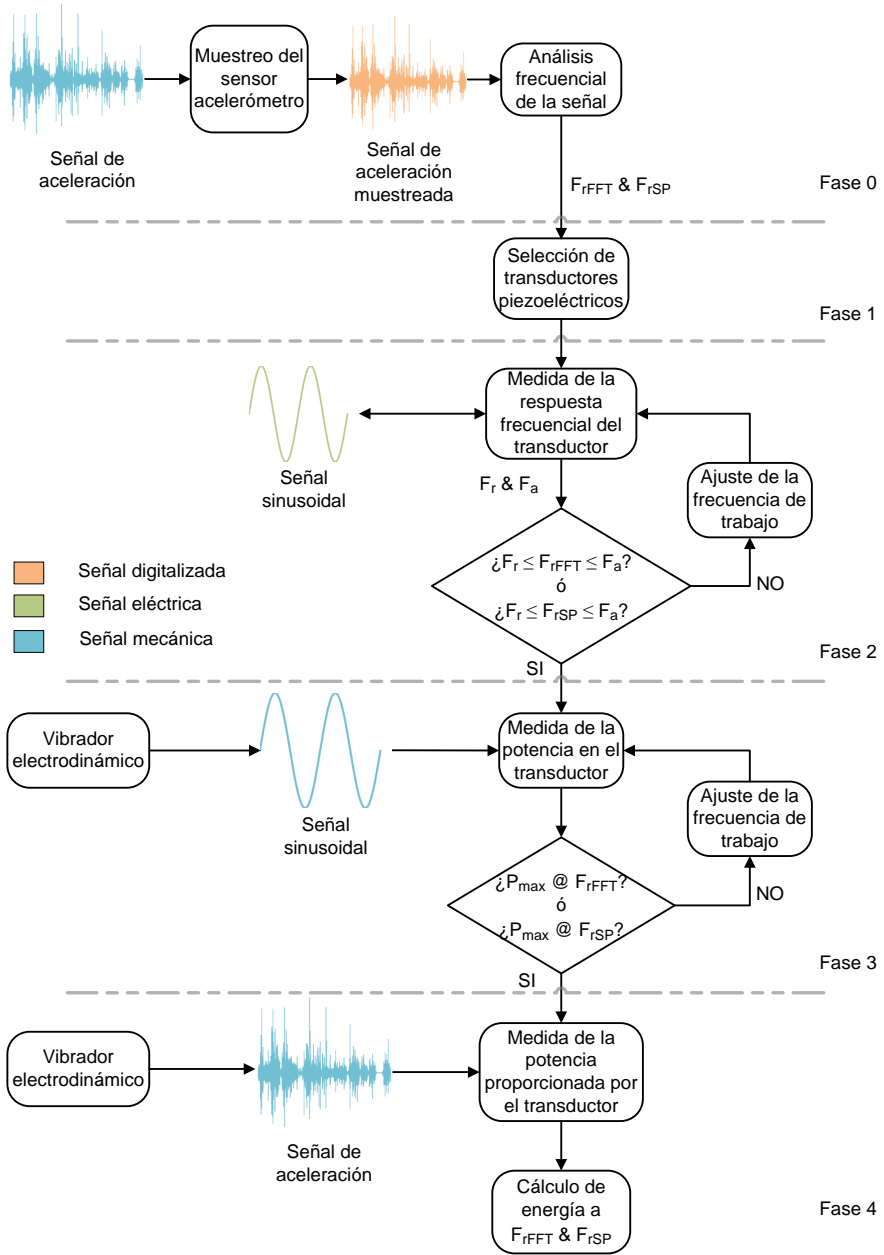


Figura 5.1: Metodología para la selección y ajuste de transductores piezoeléctricos

mientras que los otros cuatro han quedado agrupados en una sección en la que únicamente se indican los aspectos más relevantes de cada uno de ellos. La información proporcionada a través del repositorio *The EH Network Data Repository* por cada acelerómetro, está disponible en la mayoría de los casos en formato *.mat*, propio de Matlab[®], aunque también está en ocasiones en formato *.txt* y *.csv*. El motivo para escoger las señales con las que se ha experimentado se ha limitado a la disponibilidad de los transductores piezoeléctricos y que éstos fueran posibles de sintonizar a las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} propuestas por el análisis de señal realizado en la Fase 0.

5.2 Descripción detallada del experimento 1: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y)

Este primer experimento utiliza las vibraciones a las que se somete el salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter, tal y como se puede ver en la figura 5.2. La aceleración de esa vibración es recogida por un sensor acelerómetro a lo largo del eje *y* a una frecuencia de muestreo de 2048Hz . Toda esta información ha sido registrada y documentada por la Universidad de Bristol ¹.

A partir de la información ofrecida por la Universidad de Bristol, es posible comenzar con la experimentación necesaria para validar la hipótesis planteada en el capítulo 2, siguiendo la metodología detallada a lo largo del capítulo anterior.

5.2.1 Análisis de la señal de aceleración

El objetivo de este primer paso es el de analizar la señal de aceleración obtenida del repositorio *The EH Network Data Repository*. Dicha señal, ver figura

¹Datos de vibración: http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/data/van_dashboard/data.php



Figura 5.2: Sensor acelerómetro fijado al salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter.

5.3, es analizada con una función de Matlab[®] que ha sido implementada siguiendo los tipos de análisis de señal detallados en la Fase 0. Tal y como se ha indicado en dicha fase, del análisis de la señal se obtienen dos frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} que son las frecuencias objetivo a las que debe resonar cada transductor piezoeléctrico para poder realizar el experimento y comprobar los valores de energía generada con cada configuración.

Las F_{rFFT} y F_{rSP} calculadas para esta señal de aceleración son:

$$\begin{aligned} F_{rFFT} &= 46Hz \\ F_{rSP} &= 29Hz \end{aligned} \tag{5.1}$$

Una vez que se conocen dichas frecuencias, se debe proceder a escoger el transductor piezoeléctrico comercial cuya frecuencia natural se aproxime lo máximo a alguna de ellas, o incluso a las dos, ajustándola según pueda interesar mediante alguno de los métodos explicados en la Fase 1.

5.2.2 Elección de los transductores piezoeléctricos

Este apartado, el cual se corresponde con la Fase 1, tiene como objetivo escoger un transductor adecuado según las frecuencias obtenidas en el apartado

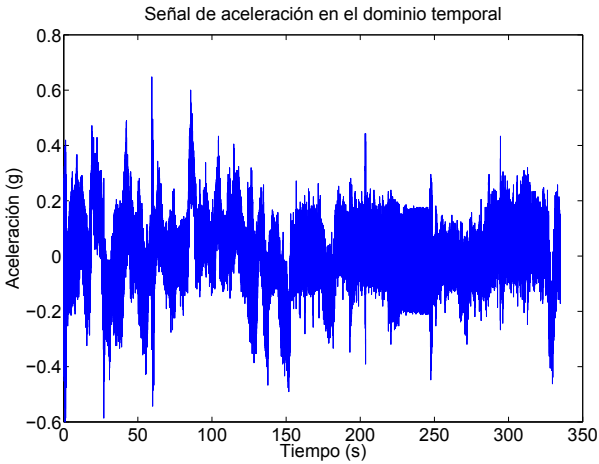


Figura 5.3: Señal de aceleración correspondiente al experimento 1.

anterior. Para este experimento se ha escogido el transductor piezoeléctrico V21BL de la gama Volture del fabricante MIDE ¹, ya que es uno de los transductores piezoeléctricos disponibles en el laboratorio y modificando su frecuencia natural a través de la metodología explicada en la Fase 1, es posible llegar a las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} . Según el fabricante, sus frecuencias naturales, según el valor en gramos de la masa que se coloque en su extremo, son las recogidas en la tabla 5.1. Tal y como se ha adelantado en el capítulo 4, esto puede servir como referencia aunque es necesario contrastarlas, ya que las características de la señal con la que se excita el transductor piezoeléctrico afecta a su frecuencia natural [TRSW08].

5.2.3 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias

Una vez se dispone del transductor piezoeléctrico elegido, se comienza con la experimentación utilizando el banco de pruebas que se ha dispuesto para ello. Esta fase de la experimentación se corresponde con la Fase 3, del capítulo

¹MIDE Technology: <http://www.mide.com/>

Masa (gr.)	F_n (Hz)	Amplitud (g)	Voltaje cir. abierto (V)
0	110	0,25	3,95
0	110	0,375	5,35
0	110	0,5	6,6
0	110	1	12,1
1	65	0,25	8
1	65	0,375	9,9
1	65	0,5	12,4
1	65	1	22,1
2,4	50	0,25	9,8
2,4	50	0,375	13,7
2,4	50	0,5	19,1
2,4	50	1	27,5
4,8	40	0,25	13,2
4,8	40	0,375	19,2
4,8	40	0,5	25,9
4,8	40	1	44,4

Tabla 5.1: Dependencias entre frecuencia natural y las masas añadidas al transductor piezoeléctrico V21BL según el fabricante.

anterior, y en el diagrama recogido en la figura 5.4 se muestra el diagrama de flujo correspondiente, en este caso con los equipos utilizados. Tal y como indica el diagrama mostrado, el objetivo final es situar las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} entre las frecuencias de resonancia y anti-resonancia.

En la figura 5.5, se muestra el banco de pruebas utilizado, que está formado principalmente por el potencióstato/galvanostato *PGSTAT 302N*, al cual se le ha integrado el módulo *FRA2* para realizar el análisis de impedancias, ambos manejados a través del software *NOVA 1.10*. El transductor piezoeléctrico se aloja dentro de la jaula de Faraday, según se detallaba en el capítulo 4.

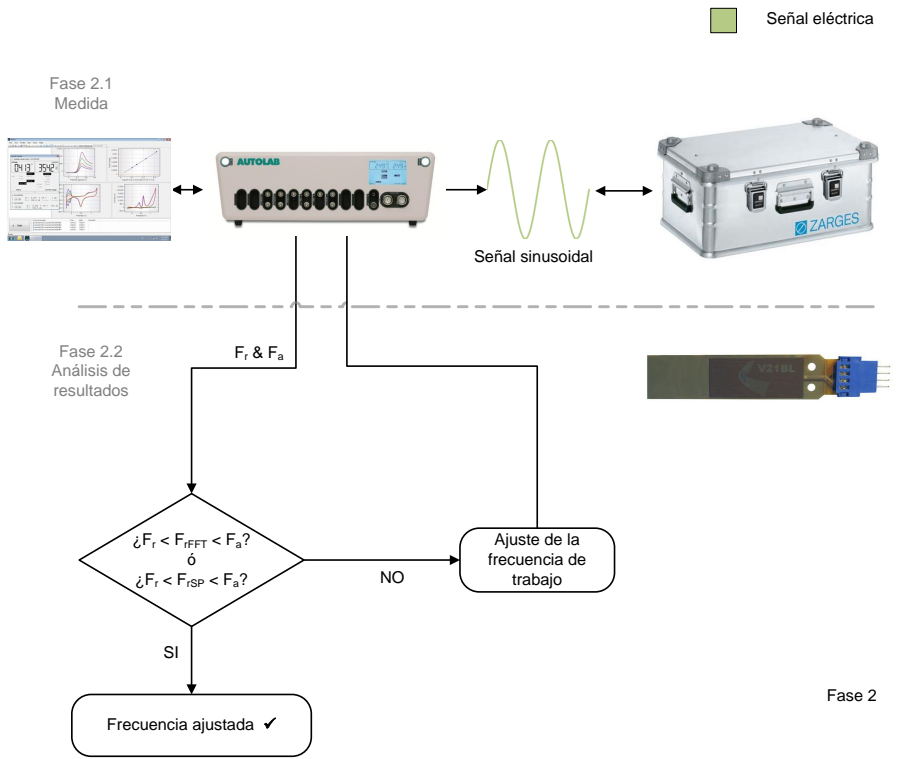


Figura 5.4: Secuencia de desarrollo de la Fase 2 de la metodología utilizando los equipos reales.

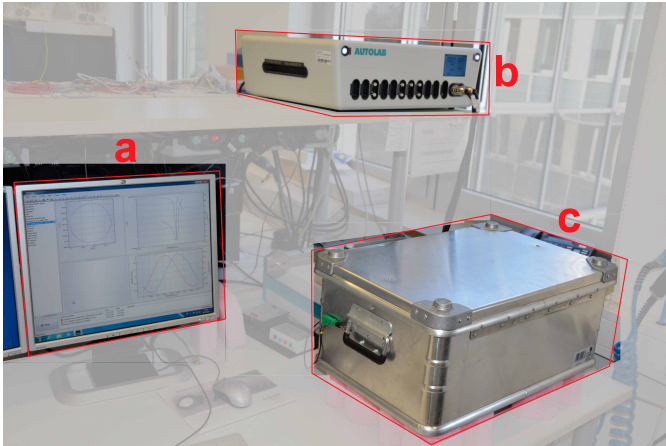


Figura 5.5: (a) Software NOVA 1.10, (b) Potenciostato/galvanostato PGSTAT 302N + Módulo FRA2, (c) Jaula de Faraday.

A partir de la información del fabricante sobre las frecuencias naturales del transductor piezoeléctrico en condiciones de laboratorio mostradas en la tabla 5.1, se puede proceder a modificar su frecuencia natural utilizando diferentes masas. En primer lugar, se ha escogido la frecuencia F_{rFFT} , 46Hz , para comenzar con el análisis. En la figura 5.6 se muestra el transductor piezoeléctrico seleccionado con algunas masas colocadas, fijado dentro de la jaula de Faraday, en pleno proceso de ajuste de su frecuencia natural. Además, aunque no se puede apreciar en la imagen con claridad, el transductor piezoeléctrico ha sido conectado en paralelo, de manera que se doblan tanto la corriente a la salida del transductor como la capacitancia efectiva del mismo, mientras que el voltaje se mantiene constante. Este tipo de conexión es la recomendada para la mayoría de las aplicaciones.

Tras un proceso iterativo de colocación de masas con diferentes valores en el extremo del transductor piezoeléctrico, y la posterior realización de mediciones con el equipamiento mostrado en la figura 5.5, se ha conseguido situar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico entre la frecuencia de resonancia y anti-resonancia, tal y como se puede apreciar en la medi-

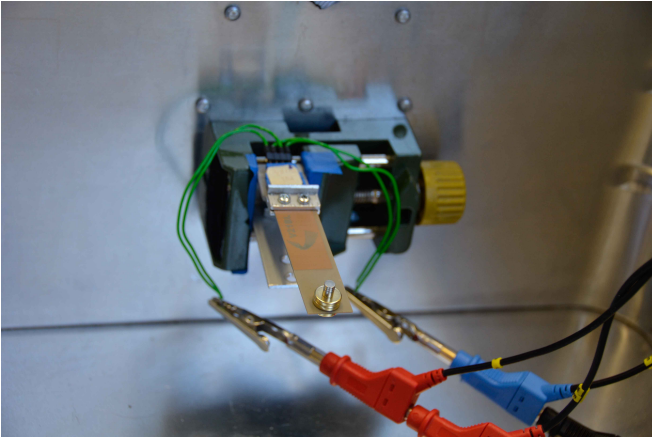


Figura 5.6: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday

da obtenida mostrada en la figura 5.7. En dicha figura se puede apreciar que las frecuencias de resonancia y anti-resonancia se sitúan a $F_r = 45,7Hz$ y $F_a = 46,43Hz$, mientras que la frecuencia F_{rFFT} es de $46Hz$, por lo que se ha cumplido el objetivo de esta fase para la frecuencia F_{rFFT} . Para lograrlo, el valor final del conjunto de masas colocados en el extremo del transductor piezoeléctrico ha sido de 3,77 gramos.

Una vez se ha realizado el ajuste para F_{rFFT} , debe repetirse el proceso ajustando la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico a F_{rSP} , que en este caso es $29Hz$. De nuevo se utiliza el transductor piezoeléctrico V21BL y de manera iterativa, se ha modificado su comportamiento frecuencial de la misma manera que se hizo la vez anterior. En este caso se han utilizado un conjunto de masas magnéticas, de modo que quedan totalmente adheridas entre sí, y que suman un total de 8,21 gramos. En la figura 5.8 se puede apreciar el transductor piezoeléctrico con las masas colocadas y fijado a la estructura de la jaula de Faraday, listo para llevar a cabo la medida.

En la figura 5.9 se puede visualizar que la frecuencia F_{rSP} , que es de $29Hz$, se encuentra dentro del rango delimitado por $F_r = 28,92Hz$ y $F_a =$

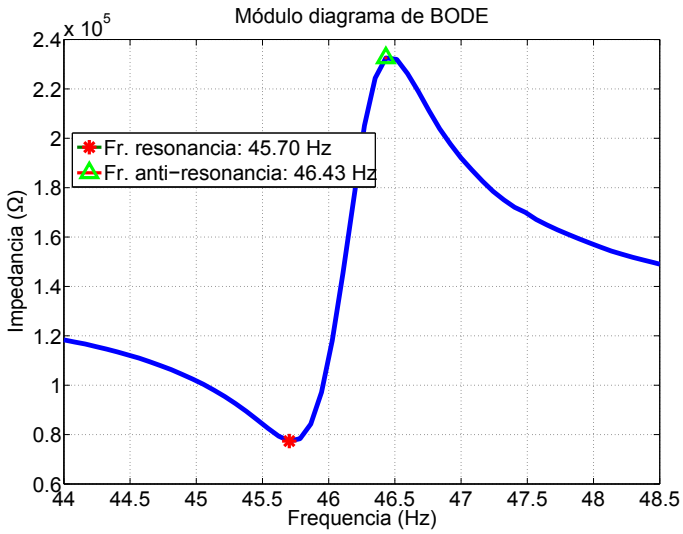


Figura 5.7: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 1

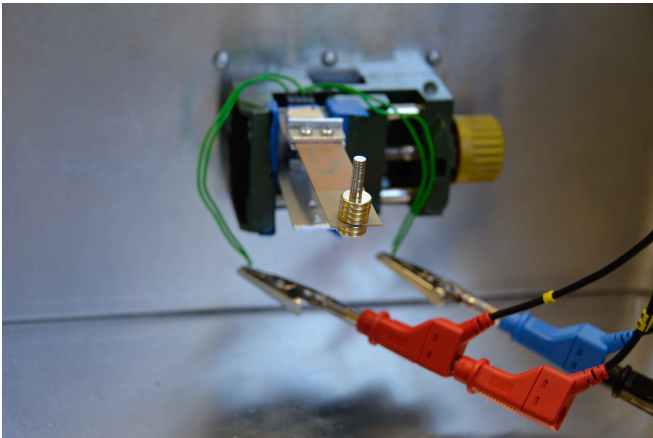


Figura 5.8: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday

30Hz , por lo que de nuevo se consigue cumplir el objetivo final planteado para esta fase. Sin embargo, no hay que olvidar que se trata de una primera aproximación, y que la frecuencia natural, tanto para el transductor piezoeléctrico cuya frecuencia objetivo es F_{rFFT} como F_{rSP} , necesitará ser reajustada cuando cambien las características de la señal con la cual se les excita.

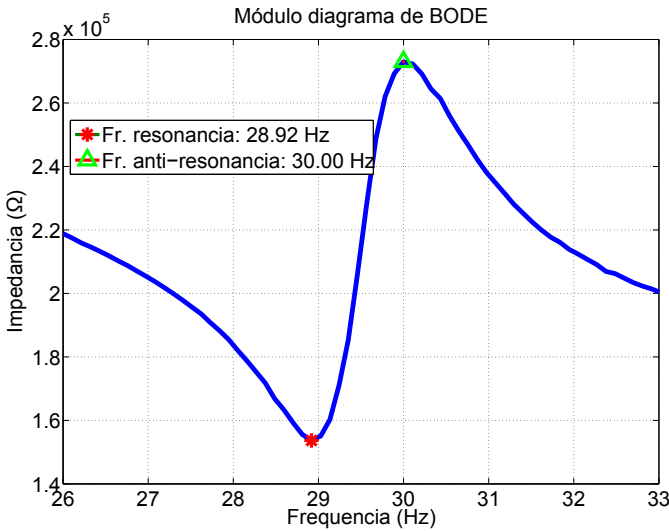


Figura 5.9: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 1.

5.2.4 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico

Esta sección se corresponde con la Fase 3, del capítulo anterior, la cual estaba dividida en una primera subfase en la cual se realizaba la calibración del vibrador electrodinámico y una segunda en la que se tomaban las medidas del transductor piezoeléctrico ante un estímulo mecánico. Siguiendo los diagramas correspondientes a dichas subfases, en la figura 5.10 se muestra una nueva representación teniendo en cuenta los equipos utilizados para llevar a

cabo la calibración, mientras que en la figura 5.11 se muestra el diagrama que representa, a través de los equipos utilizados, el desarrollo llevado a cabo para la realización de las medidas y el análisis de resultados.

Dado que la excitación a la que se van a someter los transductores piezoeléctricos en esta fase de la experimentación es mecánica, al contrario que en la anterior que era eléctrica, resulta necesario utilizar un banco de pruebas diferente. En la figura 5.12 se pueden distinguir los diferentes equipos principales que forman dicho banco de pruebas. El dispositivo indicado en la figura 5.12(a) es la tarjeta controladora *DS1104* que está manejada desde su software específico *dSPACE Control desk 3.7.4*. Dicha tarjeta controladora está conectada al amplificador de potencia *TIRA BAA120*, que a su vez se conecta con el vibrador electrodinámico *TIRA S52110*. Tanto el amplificador como el vibrador electrodinámico forman el sistema de vibración *TIRA TV521100*. Además, se dispone de un conmutador de resistencias programable que es utilizado para medir la potencia que generan los transductores piezoeléctricos ante diferentes valores de cargas resistivas.

Después, se debe fijar el transductor piezoeléctrico al vibrador electrodinámico y proceder a realizar la calibración del propio vibrador. Siguiendo la metodología del capítulo 4, se ha utilizado un sensor acelerómetro, concretamente el *PCB M352 C68*, para medir las aceleraciones que produce el vibrador electrodinámico y de ese modo comprobar que la señal mecánica se corresponde con la que se genera con el software indicado. El sensor acelerómetro debe estar atornillado a la misma base del vibrador donde está fijado el transductor piezoeléctrico, quedando conectado por el otro extremo con el osciloscopio, en nuestro caso particular el modelo *TDS3034B de Tektronics*, permitiendo de ese modo visualizar el voltaje de salida del sensor acelerómetro. La relación entre la señal generada por el software *dSPACE Control desk 3.7.4* y la medida por el sensor acelerómetro, debe cumplir el factor de conversión que indica el fabricante del vibrador electrodinámico, que en este caso es de $102,3mV/g$ para una frecuencia de $100Hz$. Es decir,

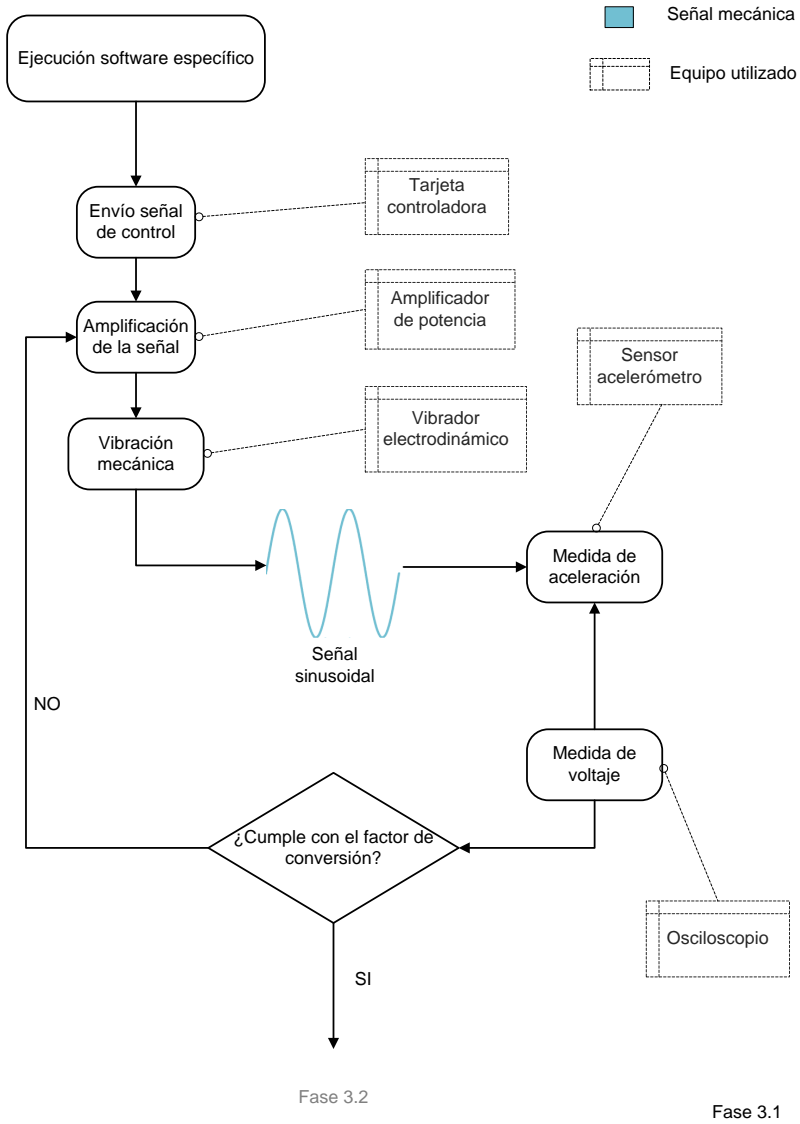


Figura 5.10: Secuencia de desarrollo de la calibración correspondiente a la primera parte de la Fase 3.

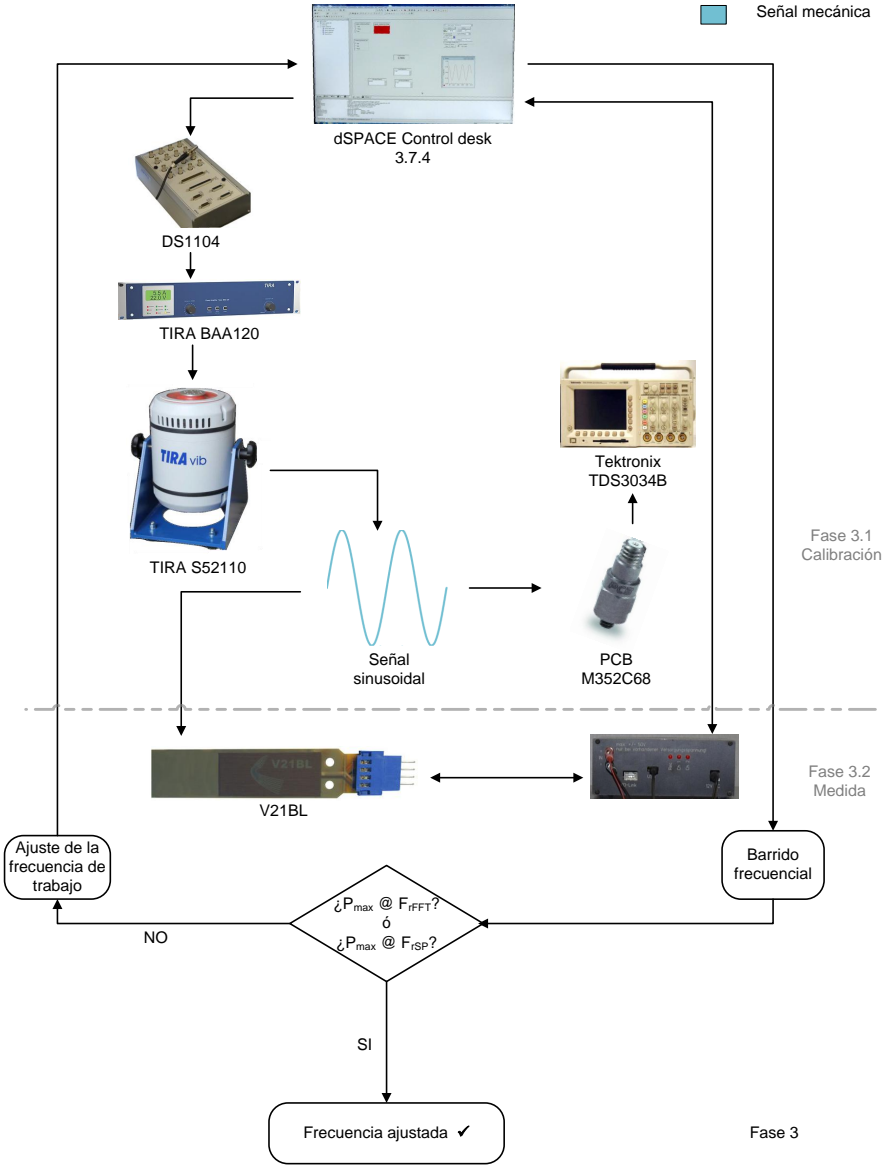


Figura 5.11: Secuencia de desarrollo de las medidas y análisis de resultados correspondientes a la segunda parte de la Fase 3.

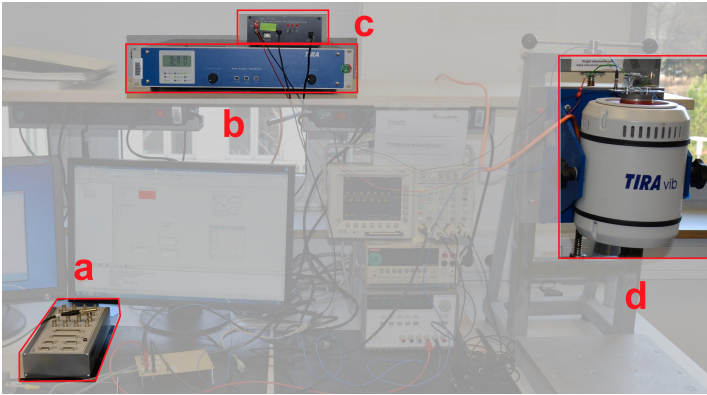


Figura 5.12: (a) Tarjeta controladora DS1104, (b) Amplificador de potencia TIRA BAA120, (c) Conmutador de resistencias programable, (d) Vibrador electrodinámico TIRA S52110.

que si en el software se indicase que la señal tuviese un valor de $1g$ de amplitud de pico a pico, con una frecuencia de $100Hz$, la señal medida por el sensor acelerómetro y mostrada en el osciloscopio debería ser de $102,3mV$. Para el experimento que se está llevando a cabo, la calibración se realiza con una señal sinusoidal cuya amplitud de pico a pico se corresponde con el valor medio del valor absoluto de la señal de vibración ambiental muestreada, cuyo valor es $0,0843g$. Ese valor es introducido en el software a una frecuencia de $100Hz$, y para que el vibrador electrodinámico esté correctamente calibrado, en el osciloscopio se debe visualizar una señal sinusoidal de $8,62mV$ de amplitud de pico a pico, siguiendo el factor de conversión del fabricante, tal y como se recoge en la relación mostrada en 5.2

$$\begin{aligned}
 \text{aceleración de } 1g \text{ con frecuencia } 100Hz &\rightarrow 102,3mV \\
 \text{aceleración de } 0.0843g \text{ con frecuencia } 100Hz &\rightarrow 8,62mV
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Para conseguir dicho valor se ha modificado la ganancia de la señal a través del software *dSPACE Control desk 3.7.4*, aunque también se puede modificar a través del dial disponible en el amplificador de potencia pero

de esta forma más complejo y menos preciso. En las figuras 5.13 y 5.14 se pueden visualizar los transductores piezoeléctricos ajustados a F_{rFFT} y F_{rSP} y fijados al vibrador electrodinámico.

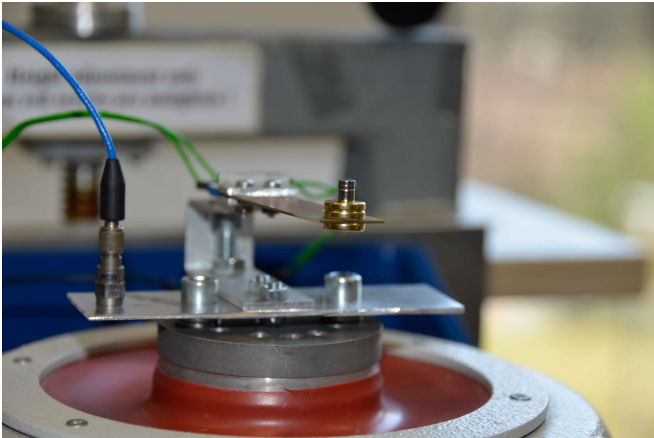


Figura 5.13: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico

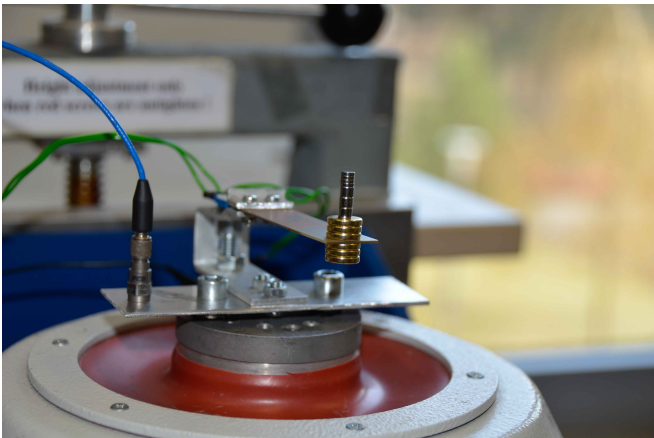


Figura 5.14: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico

5.2.4.1 Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias

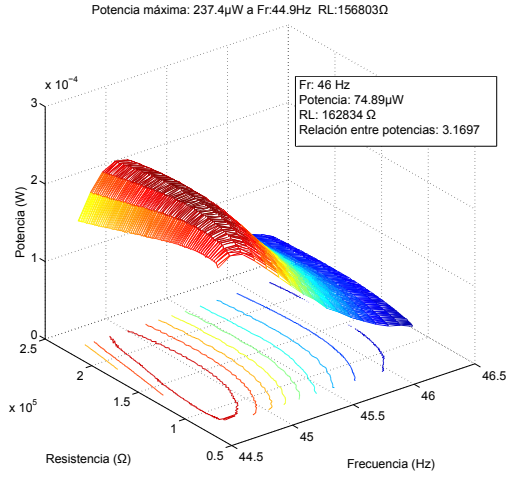
Para realizar el primer barrido de frecuencias y de resistencias se utiliza la señal sinusoidal anteriormente descrita de amplitud $0,084g$. Su frecuencia comenzará bien en F_{rFFT} o bien en F_{rSP} , dependiendo del transductor que se esté midiendo, y se irá aumentando o disminuyendo según el resultado obtenido con cada barrido, buscando obtener la potencia máxima. Para cada señal sinusoidal con la frecuencia fijada, se realiza el barrido de resistencia de carga utilizando el conmutador de resistencias, controlado mediante software, con un rango diferente según sea F_{rFFT} o F_{rSP} . En la tabla 5.2 se muestran dichos rangos.

	Resistencia mínima (Ω)	Resistencia máxima (Ω)
F_{rFFT}	77391	232550
F_{rSP}	153680	272980

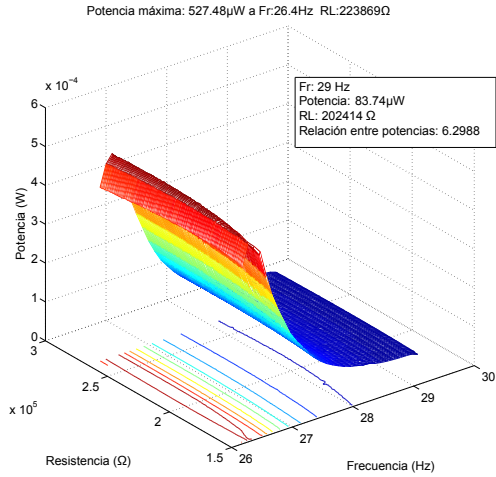
Tabla 5.2: Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el experimento 1.

En la figura 5.15(a) se puede visualizar el resultado del primer barrido realizado con el transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} . Se ha obtenido que la potencia máxima se consigue con señales mecánicas cuya frecuencia es de $44,9Hz$, siendo dicha potencia casi 3,2 veces mayor que la obtenida a la frecuencia objetivo de $46Hz$. Esto implica que será necesario realizar un segundo ajuste de frecuencias para conseguir la máxima potencia.

El resultado obtenido para el transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuencia F_{rSP} se puede visualizar en la figura 5.15(b). En él se puede apreciar que la potencia máxima se encuentra a una frecuencia de $26,4Hz$, siendo la potencia máxima casi 6,3 veces mayor que la potencia a la frecuencia de $29Hz$, por lo que también es necesario realizar el ajuste de la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico.



(a)



(b)

Figura 5.15: Primer barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

5.2.4.2 Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias

Para el segundo barrido, el proceso de ejecución es el mismo, con el añadido de que se realiza un ajuste de la frecuencia natural del transductor pie-

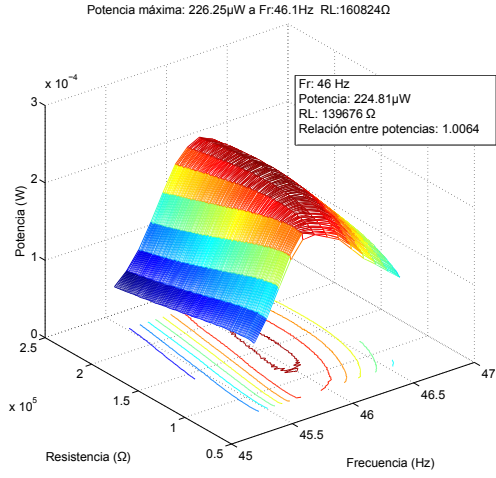
zoeléctrico hasta situar la máxima potencia a la frecuencia objetivo F_{rFFT} o F_{rSP} según el transductor. La metodología seguida para ello ha sido la misma que en la fase de ajuste de la frecuencia de resonancia a través de las medidas realizadas con el analizador de impedancias, por lo que se han modificado los valores de las masas hasta conseguirlo.

En caso del transductor ajustado a la frecuencia F_{rFFT} , tal y como se aprecia en la figura 5.16(a), se ha conseguido que la máxima potencia generada por el transductor piezoeléctrico este situada a $0,1Hz$ de la frecuencia objetivo de $46Hz$, utilizando masas que sumen $4,06$ gramos. Además, se ha obtenido que el valor de la resistencia de carga para conseguir dicha potencia máxima es de 139676Ω , por lo que éste debe ser el valor de la carga cuando se realice la medida con la señal de vibración ambiental real.

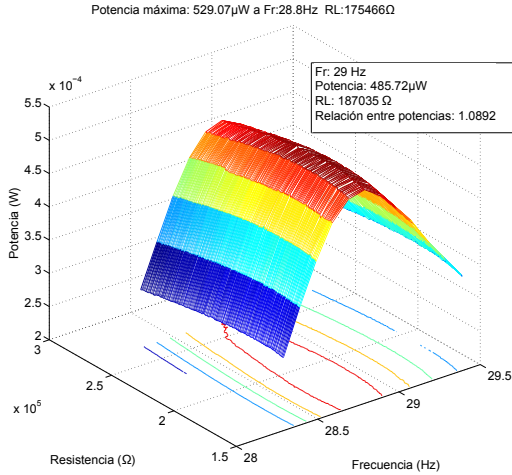
Para el transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} , fueron necesarias varias masas magnéticas de diferentes valores hasta conseguir un total de $8,41$ gramos. De este modo, tal y como se aprecia en la figura 5.16(b), el mejor valor de potencia que se pudo obtener para la frecuencia de $29Hz$, fue ligeramente inferior a la potencia máxima, que fue $1,0892$ veces mayor y estaba situado a la frecuencia de $28,8Hz$. Esto fue consecuencia de que el ajuste de las masas se realiza de manera manual y no resultó posible conseguir un mejor ajuste. La resistencia de carga que se obtuvo y que se utilizará al realizar la medida con la señal de vibración ambiental real es de 187035Ω .

5.2.5 Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico

En esta última fase de la medida, los dos transductores piezoeléctricos están rigurosamente ajustados a las frecuencias de F_{rFFT} y F_{rSP} , habiendo obteniendo además, para cada uno de ellos, la carga resistiva con mejor adaptación al transductor piezoeléctrico. El valor del conmutador de resistencias será fijado con los valores resistivos de 139676Ω para F_{rFFT} y 187035Ω para el



(a)



(b)

Figura 5.16: Segundo barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

caso de F_{rSP} .

La señal de excitación mecánica que se utiliza en esta fase es la señal

de vibración ambiental muestreada por el sensor acelerómetro en el entorno real. Según las especificaciones técnicas del amplificador de potencia *TIRA BAA120*, el voltaje máximo que puede soportar a la entrada es de 5V, por lo que se debe comprobar que la señal generada en por la tarjeta controladora *DS1104* no supere este valor en ningún momento. En caso de que esto sucediera, la señal quedaría saturada en el amplificador de potencia y la reproducción de la misma en el vibrador electrodinámico no sería correcta. Los motivos que pueden ocasionar esta problemática pueden ser bien que la amplitud de la señal se muy alta o bien que exista un *offset* en la señal y que bien la parte superior de la señal o bien la inferior sean las culpables de provocar dicha saturación. En el caso de que sea éste el problema, se debe eliminar el *offset* de la señal, aunque en este experimento no existe ese problema.

Para el control de las vibraciones mecánicas producidas por el vibrador electrodinámico, no se ha dispuesto ningún lazo de control cerrado, por lo que no existe un control en tiempo real sobre la salida del vibrador. Sin embargo, hay que recordar que se ha realizado una calibración previa, por lo que no debería haber problemas de desajuste entre la señal generada y la reproducida por el vibrador electrodinámico.

Por otro lado se debe configurar el software que controla el conmutador de resistencias, de manera que registre todos los valores de voltaje generados por el transductor en la carga resistiva fija. Además, se debe configurar la frecuencia con la que se muestrea dicho voltaje generado. Dado que la señal original esta muestreada con una frecuencia de $2048Hz$, se considera que una frecuencia de muestreo para el voltaje de $1000Hz$ ofrece suficiente precisión.

El último paso consiste en iniciar la señal de vibración ambiental con el software *dSPACE Control desk 3.7.4* de modo que se transmita hasta el vibrador electrodinámico, cargando por un lado el vector de aceleraciones y por otro el vector de tiempos. Antes de iniciarlo se debe comenzar el registro del voltaje generado con el software de conmutador de resistencias y acto

seguido comenzar con la reproducción de la señal. Una vez finalizada la señal, en este caso 335 segundos, se debe detener el registro.

Este proceso se realiza en primer lugar con el transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuencia F_{rFFT} y con un valor resistivo de carga de 139676Ω . El conmutador de resistencias registra a través de dos canales las variaciones de voltaje en la carga durante todo el proceso, de forma que estos valores puedan ser tratados posteriormente. Dado que se conoce el valor de la carga, se puede calcular la potencia instantánea cada milisegundo, ya que la frecuencia de muestreo es de $1kHz$, mediante la ecuación 5.3. Una vez se ha calculado la potencia generada cada milisegundo, se calcula la energía generada como la potencia media a lo largo del tiempo que ha durado la señal de vibración ambiental que es de $8,49E - 06J$.

$$Potencia[W] = \frac{V^2}{R} \quad \begin{matrix} [V^2] \\ [\Omega] \end{matrix} \quad (5.3)$$

Para el transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuencia F_{rSP} y con la resistencia de carga de 187035Ω se repite el proceso anterior hasta obtener el valor de la energía, que en este caso es de $1,06E - 04J$. Tal y como queda reflejado en la tabla 5.3, queda demostrado que la energía generada por el transductor piezoeléctrico cuya frecuencia natural está ajustada a la frecuencia F_{rSP} es un 30% mayor que la energía generada por el transductor piezoeléctrico con la frecuencia natural ajustada a F_{rFFT} .

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima obtenida (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía obtenida (J)	Aumento de energía con espectrograma
F_{rFFT}	46	$2,25 \cdot 10^{-4}$	$1,40 \cdot 10^5$	$8,49 \cdot 10^{-6}$	1149%
F_{rSP}	29	$4,86 \cdot 10^{-4}$	$1,87 \cdot 10^5$	$1,06 \cdot 10^{-4}$	

Tabla 5.3: Experimento 1: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y).

5.3 Síntesis del conjunto de experimentos restantes

Una vez se ha detallado el primer experimento realizado, los cuatro experimentos restantes mostrarán la información más relevante para cada uno de ellos. El objetivo de presentar los resultados obtenidos de esta manera es debido a que cada uno de ellos ha seguido exactamente el mismo proceso que el primer experimento, por lo que se trata de evitar información redundante.

En cualquier caso, al final del capítulo se agrupan todos los resultados obtenidos para facilitar su visualización.

5.3.1 Experimento 2: filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x)

Este segundo experimento consiste en utilizar las vibraciones recogidas por un sensor acelerómetro, a lo largo de su eje x , situado en el chasis cerca del filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter, tal y como se puede apreciar en la figura 5.17. El sensor acelerómetro está fijado al chasis mediante unas bridas, y realiza el muestreo de las aceleraciones sufridas, a causa de las vibraciones a las que se ha sometido, con una frecuencia de muestreo de 2048Hz . Toda esta información ha sido registrada y documentada por la Universidad de Bristol ¹.

5.3.1.1 Análisis de la señal de aceleración

Al igual que se realizó en el experimento 1, se utiliza la función implementada en Matlab[®] para conocer las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} correspondientes con la señal de aceleración obtenida en la parte del chasis más cercana al filtro de aire, ver figura 5.18.

Una vez analizada, se ha obtenido que las dos frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} a las que debe resonar cada transductor piezoeléctrico para poder realizar el

¹Datos de vibración: http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/data/van2_near_air_filter/data.php



Figura 5.17: Sensor acelerómetro fijado al chasis cerca del filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter.

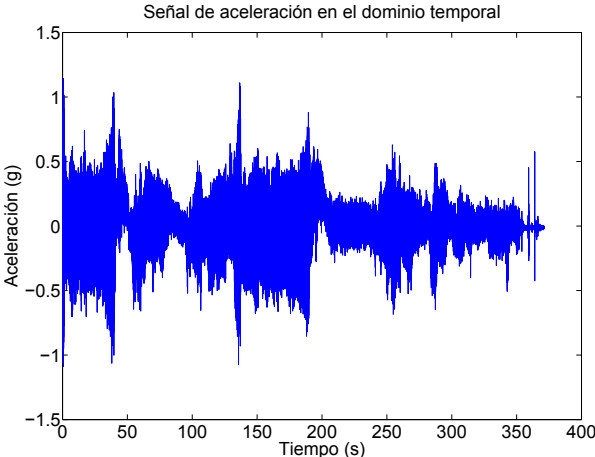


Figura 5.18: Señal de aceleración correspondiente al experimento 2.

experimento y comprobar los valores de energía generada con cada configuración son:

$$\begin{aligned} F_{rFFT} &= 32Hz \\ F_{rSP} &= 29,25Hz \end{aligned} \tag{5.4}$$

5.3.1.2 Elección de los transductores piezoeléctricos

De nuevo se ha escogido el transductor piezoeléctrico V21BL para este experimento, ya que era uno de los disponibles en el laboratorio que permitía alcanzar las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} mediante el ajuste de su frecuencia natural.

5.3.1.3 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias

Debido a que la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico V21BL es de $110Hz$ sin realizar ninguna modificación en su estructura, tal y como se puede ver en la tabla 5.1, por lo que el objetivo de esta fase es ajustar dicha frecuencia natural. De nuevo, la técnica utilizada es la de la colocación de masas en el extremo del transductor piezoeléctrico. En la figura 5.19 se puede visualizar el V21BL alojado dentro de la jaula de Faraday, listo para la medida.

Una vez se han realizado varias iteraciones con diferentes masas magnéticas colocadas en el extremo del transductor piezoeléctrico y medido su comportamiento, se ha terminado con la colocación de varias masas que suman un total de 9,72 gramos. Tal y como se puede ver en la figura 5.20, la frecuencia de resonancia es de $31,94Hz$, mientras que la frecuencia de anti-resonancia es de $32,48Hz$ por lo que la frecuencia F_{rFFT} , $32Hz$, está dentro del rango y se puede considerar al transductor piezoeléctrico como ajustado en frecuencia para el caso particular.

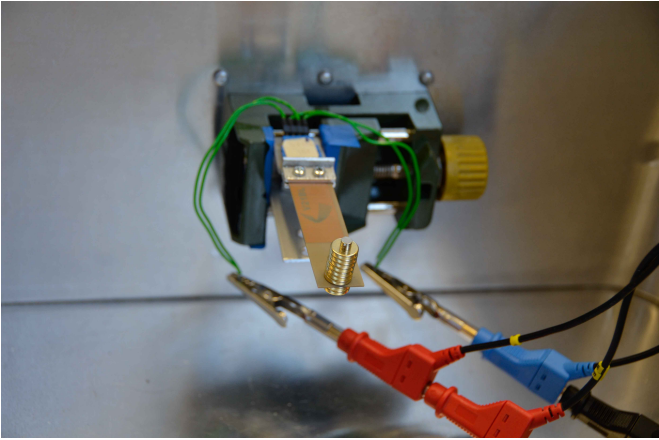


Figura 5.19: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday

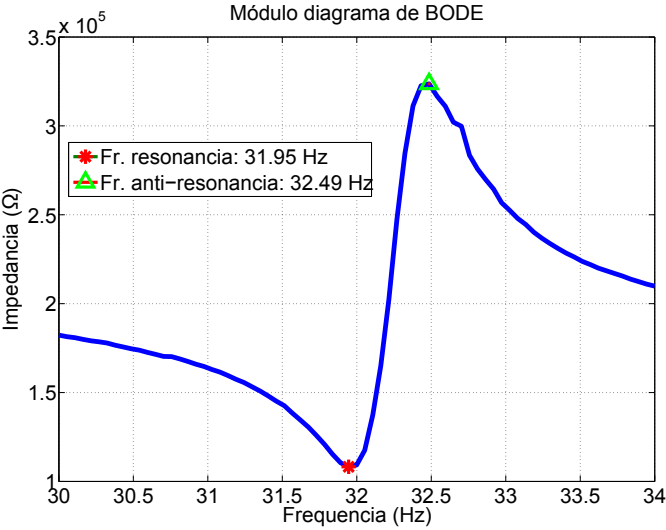


Figura 5.20: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 2.

Para el caso en el que la frecuencia objetivo es F_{rSP} , se han realizado también varias iteraciones y finalmente se han colocado varias masas magnéticas en su extremo sumando un total de 6,29 gramos. Posteriormente, se ha fijado el transductor piezoeléctrico dentro de la jaula de Faraday tal y como se muestra en la figura 5.21.

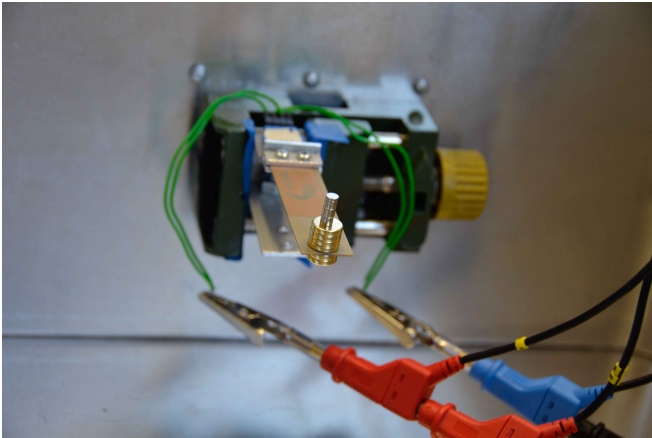


Figura 5.21: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday

Una vez realizada la medida, se puede comprobar en la figura 5.22 que la frecuencia de resonancia es de $29,37Hz$ y la frecuencia de anti-resonancia es de $30,45Hz$. Este resultado sitúa a la frecuencia objetivo ligeramente fuera del rango, ya que era de $29,25Hz$, sin embargo, resulta suficiente ya que se trata de una primera aproximación, y tal y como se ha comprobado en el experimento anterior, será necesario realizar más ajustes frecuenciales al excitar el transductor piezoeléctrico con la señal de mecánica.

5.3.1.4 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico

De nuevo hay que configurar y conectar todas las herramientas necesarias para esta fase de la experimentación como son la tarjeta controladora *DS1104*,

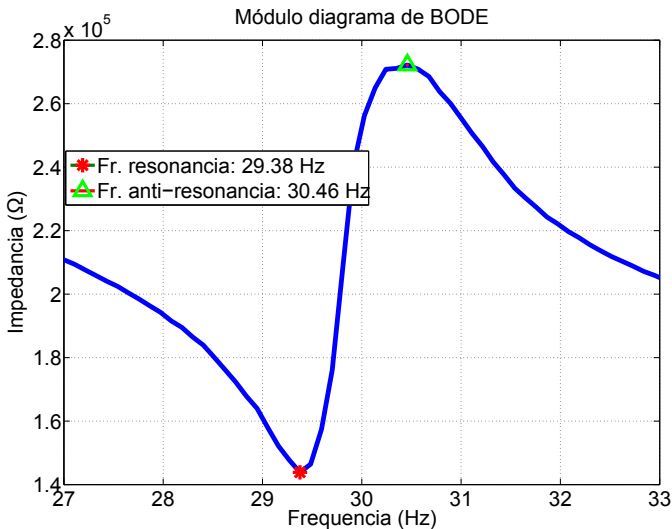


Figura 5.22: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 2.

el amplificador de potencia *TIRA BAA120*, el vibrador electrodinámico *TIRA S52110* y el conmutador de resistencias entre otros. Una vez se haya finalizado tanto la configuración, se pueden fijar los transductores piezoeléctricos cada uno de ellos por separado, tal y como se puede visualizar en las figuras 5.23 y 5.24. El primero de los objetivos de esta sección es el de realizar la calibración del vibrador electrodinámico a través del sensor acelerómetro *PCB M352 C68* una vez está el transductor fijado y utilizando como señal una senoide cuya amplitud se corresponda con el valor medio del valor absoluto de la señal, sin perder detalle del *offset* y de los valores máximos que puedan saturar el amplificador de potencia. El segundo objetivo consiste en realizar los barridos de resistencia de carga y de frecuencia de la señal sinusoidal, correspondientes a cada uno de los transductores piezoeléctricos con las herramientas anteriormente mencionadas.

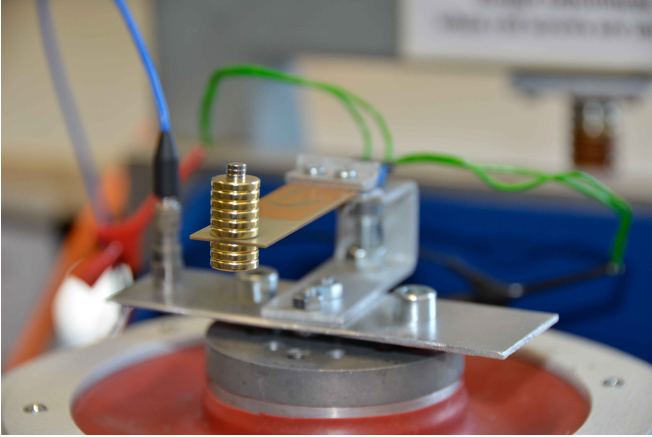


Figura 5.23: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico

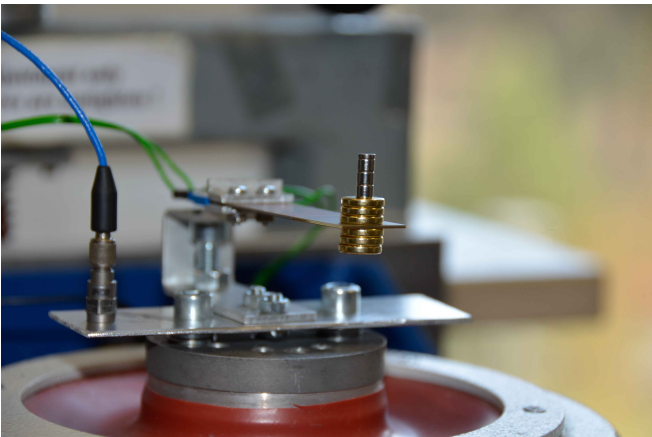


Figura 5.24: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico

5.3.1.4.1 Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias

Para realizar el primer barrido de frecuencias y de resistencias se comenzará bien en la frecuencia F_{rFFT} o bien en F_{rSP} , dependiendo del transductor que se esté midiendo, y se irá aumentando o disminuyendo según el resultado obtenido con cada barrido, buscando obtener la potencia máxima. Para cada señal sinusoidal con la frecuencia fijada, se realiza el barrido de resistencia de carga utilizando el conmutador de resistencias, controlado mediante software, con un rango diferente según sea F_{rFFT} o F_{rSP} . En la tabla 5.4 se muestran dichos rangos.

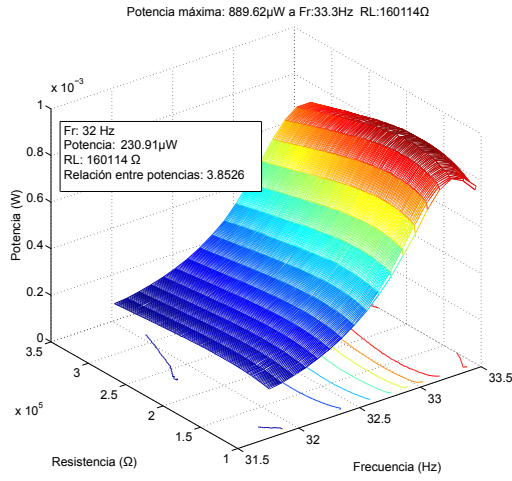
	Resistencia mínima (Ω)	Resistencia máxima (Ω)
F_{rFFT}	108240	323630
F_{rSP}	143860	272180

Tabla 5.4: Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el experimento 2.

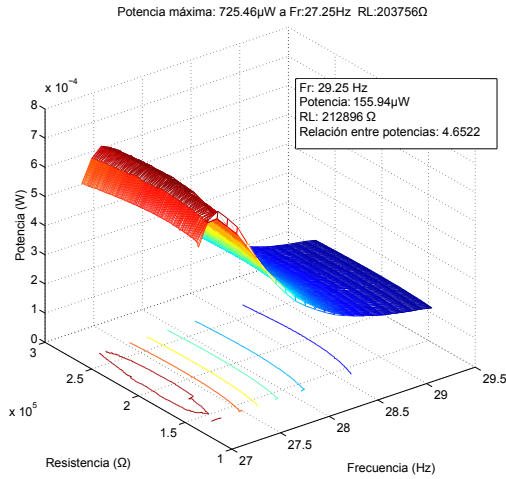
En la figura 5.25 se pueden visualizar los resultados de los barridos para cada uno de los transductores. En el caso del barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} , se puede visualizar que la máxima potencia se obtiene en los $33,3Hz$, siendo 3,85 veces mayor que la obtenida a la frecuencia objetivo de $32Hz$. Para el caso del barrido realizado en torno a la frecuencia F_{rSP} , $29,25Hz$, la diferencia de potencias es todavía mayor, siendo la potencia máxima 4,65 veces mayor que la potencia obtenida a la frecuencia objetivo.

5.3.1.4.2 Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias

Debido a la diferencia en cada uno de los casos entre las potencias máximas obtenidas y las potencias obtenidas a las frecuencias objetivo, se debe



(a)



(b)

Figura 5.25: Primer barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

proceder a realizar un segundo barrido para reajustar los transductores piezoeléctricos. Para ello se ha repetido la técnica utilizando masas magnéticas

para modificar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico. De este modo, para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia natural F_{rFFT} se han colocado masas en el extremo hasta sumar 11,01 gramos, consiguiendo que la potencia a la frecuencia objetivo sea 0,93 veces la potencia máxima, tal y como se puede visualizar en 5.26(a). Para el transductor cuya frecuencia natural es la frecuencia F_{rSP} , se han colocado masas por valor de 8,11 gramos, de manera que la potencia máxima supone 1,13 veces la potencia obtenida a la frecuencia igual a $29,25Hz$, como se puede ver en 5.26(b). Al igual que ha sucedido en esta fase del experimento 1, el ajuste de frecuencias se realiza de manera manual, por lo que no ha sido posible conseguir un ajuste óptimo.

5.3.1.5 Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico

En esta última fase del experimento, se utiliza la señal de vibración registrada en la parte del chasis más cercana al filtro de aire y muestreada a una frecuencia de $2048Hz$. En el segundo barrido de frecuencias y resistencias de carga realizado para el transductor cuya frecuencia natural es F_{rFFT} se ha obtenido que la resistencia de carga que proporciona la potencia máxima es de 185147Ω . Durante los 371 segundos que dura la señal se han registrado los valores de voltaje aplicados en dicha carga cada milisegundo. Posteriormente se ha calculado la potencia en cada instante y finalmente se ha obtenido que la energía generada por el transductor piezoeléctrico es de $1,46E - 05J$. En el caso del transductor cuya frecuencia natural es F_{rSP} , ya se ha obtenido en el último barrido realizado que la carga resistiva que mejor se adapta es de 184594Ω , por lo que es el valor que se ha utilizado en el conmutador de resistencias. Al igual que en el caso anterior, obteniendo el voltaje aplicado en la carga, se calcula su potencia y posteriormente la energía generada, que en este caso ha sido de $1,68E - 05J$. Tal y como recoge la tabla 5.5 se puede ver que, de nuevo, utilizar un transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuen-

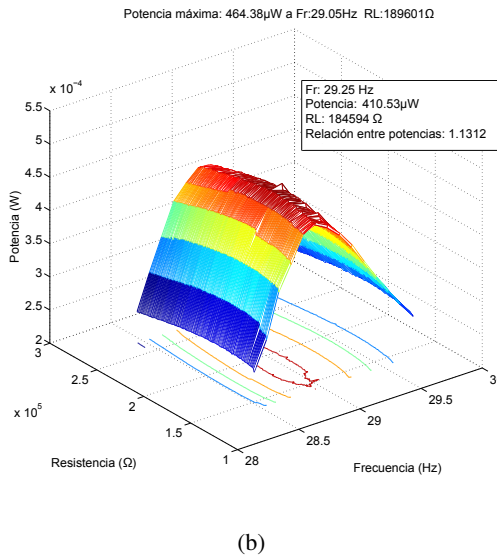
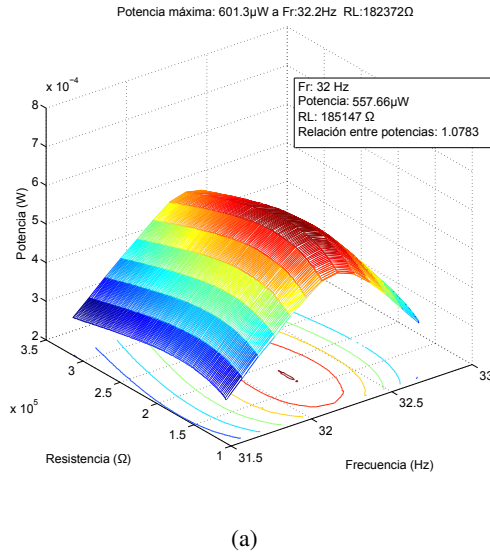


Figura 5.26: Segundo barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

cia F_{rSP} proporciona una mayor energía que el transductor piezoeléctrico a justado a F_{rFFT} , en este caso un 15 % más de energía.

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima obtenida (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía obtenida (J)	Aumento de energía con espectrograma
F_{rFFT}	32	$5,58 \cdot 10^{-4}$	$1,85 \cdot 10^5$	$1,46 \cdot 10^{-5}$	15 %
F_{rSP}	29,25	$4,11 \cdot 10^{-4}$	$1,85 \cdot 10^5$	$1,68 \cdot 10^{-5}$	

Tabla 5.5: Experimento 2: filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x).

5.3.2 Experimento 3: brazo de suspensión delantero de un coche Ford Fiesta(eje y)

El tercer experimento consiste en utilizar las vibraciones recogidas por un sensor acelerómetro, a lo largo de su eje y , situado en el brazo de suspensión de un coche Ford Fiesta, tal y como se puede apreciar en la figura 5.27. En este caso, el sensor acelerómetro realiza la medida de la vibración con una frecuencia de muestreo de $2000Hz$. Toda esta información ha sido registrada y documentada por la Universidad de Birmingham ¹.

5.3.2.1 Análisis de la señal de aceleración

Para llevar a cabo la primera fase de este experimento, se utiliza la función implementada en Matlab[®] para conocer las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} correspondientes con la señal de aceleración obtenida en el brazo de suspensión de un coche Ford Fiesta, ver figura 5.28.

Una vez analizada, se ha obtenido que las dos frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} a las que debe resonar cada transductor piezoeléctrico para poder realizar el experimento y comprobar los valores de energía generada con cada configuración son:

$$\begin{aligned} F_{rFFT} &= 44,31Hz \\ F_{rSP} &= 41,99Hz \end{aligned} \tag{5.5}$$

¹Datos de vibración: <http://www.birmingham.ac.uk/energy-wheel-sensors>



Figura 5.27: Sensor acelerómetro fijado al brazo de la suspensión delantera de un coche Ford Fiesta.

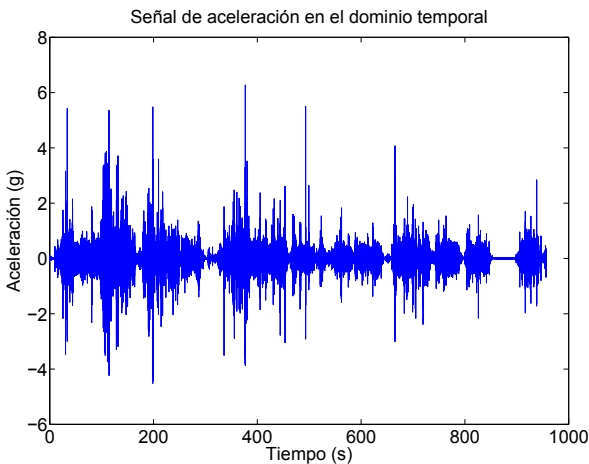


Figura 5.28: Señal de aceleración correspondiente al experimento 3.

5.3.2.2 Elección de los transductores piezoeléctricos

Al igual que en los casos anteriores, se ha escogido el transductor piezoeléctrico V21BL para este experimento, por ser uno de los disponibles en el laboratorio que permitía alcanzar las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} mediante el

ajuste de su frecuencia natural.

5.3.2.3 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias

El objetivo de esta fase es ajustar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico V21BL a las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} . De nuevo, la técnica utilizada es la de la colocación de masas en el extremo del transductor piezoeléctrico. En la figura 5.29 se puede visualizar el V21BL alojado dentro de la jaula de Faraday, listo para la medida.

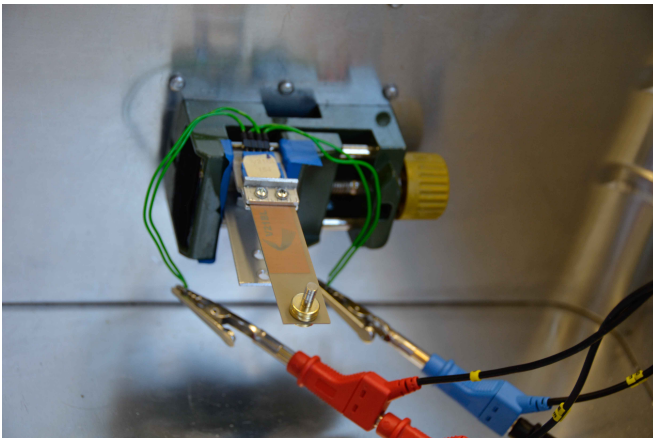


Figura 5.29: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday

Una vez se han realizado varias iteraciones con diferentes masas magnéticas colocadas en el extremo del transductor piezoeléctrico y se ha medido su comportamiento, se ha llegado a la colocación de masas que suman un total de 4,15 gramos. Tal y como se puede ver en la figura 5.30, la frecuencia de resonancia es de $44,73Hz$, mientras que la frecuencia de anti-resonancia es de $45,54Hz$ por lo que la frecuencia F_{rFFT} , $44,31Hz$, ha quedado ligeramente fuera del rango planteado como objetivo inicial. Sin embargo, dada la

complejidad de este proceso manual, y teniendo en cuenta que es una primera aproximación, ya que será necesario seguir realizando ajustes cuando se excite con señales mecánicas se puede dar la aproximación por válida.

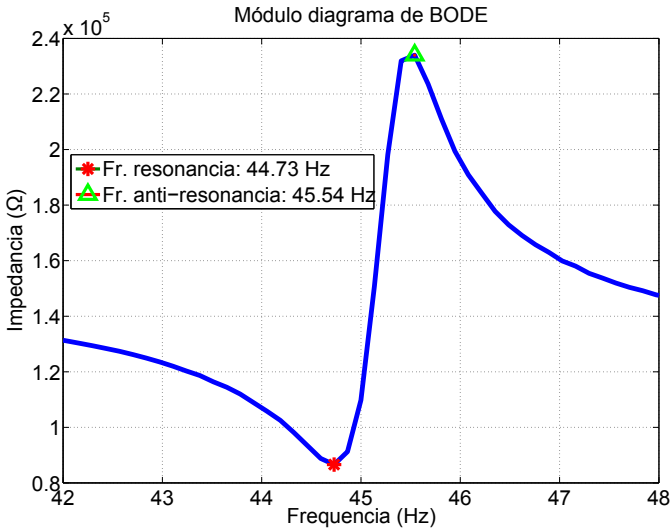


Figura 5.30: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 3.

De nuevo se han realizado varias iteraciones colocando masas y realizando mediciones con el analizador de impedancias, para ajustar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico V21BL a $F_{rSP} = 41,99Hz$, y situarla dentro del rango delimitado por las frecuencias de resonancia y anti-resonancia. En la figura 5.31 se puede ver el transductor piezoeléctrico fijado a la jaula de Faraday y listo para realizar la medida.

En la figura 5.32 se muestra el resultado de las medidas obtenidas para el transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} utilizando varias masas magnéticas que han sumado un total de 4,76 gramos. Se puede apreciar que el resultado de la frecuencia de resonancia es de $42,08Hz$, mientras que la frecuencia de anti-resonancia es de $43,62Hz$. La frecuencia natural objetivo, $41,99$, está fuera del rango por $0,09Hz$, precisión difícil de conseguir realizando el

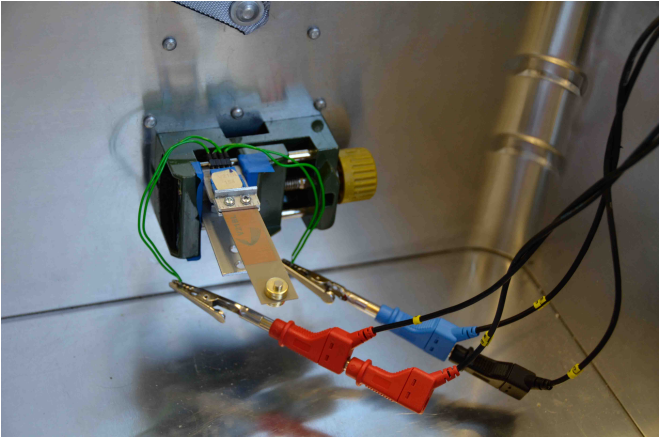


Figura 5.31: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday

proceso de ajuste de frecuencia de manera manual. En cualquier caso, es un resultado suficientemente preciso para tratarse de la primera aproximación.

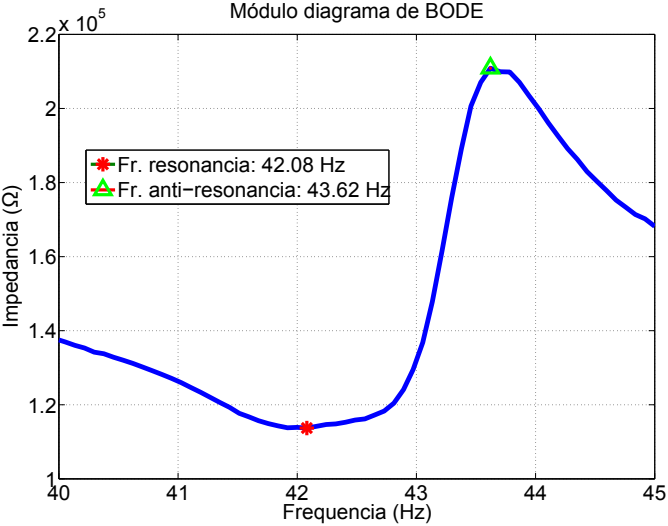


Figura 5.32: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 3

5.3.2.4 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico

En esta fase del experimento, una vez comprobada la amplitud de pico a pico de la señal sinusoidal obtenida de la media del valor absoluto de la señal de vibración ambiental, en este caso $0,140g$, y tras calibrar el vibrador electrodinámico *TIRA S52110*, se puede comenzar con el primer barrido en frecuencia y en carga resistiva para obtener a qué frecuencia y con qué valor de carga resistiva se obtiene la máxima potencia. En las figuras 5.33 y 5.34 se pueden ver los transductores piezoeléctricos ajustados a las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} respectivamente.

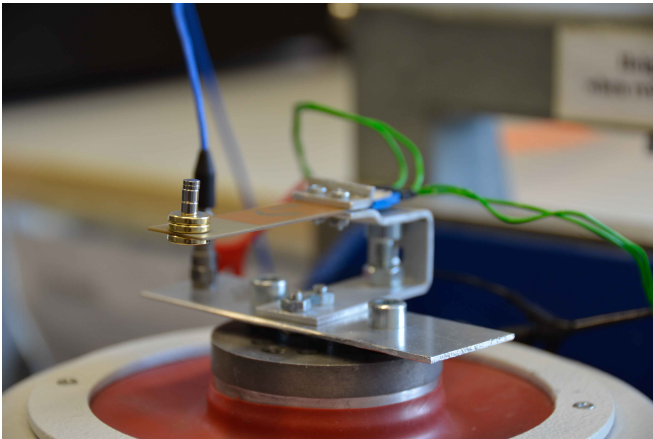


Figura 5.33: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico

5.3.2.4.1 Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias

Para realizar el primer barrido de frecuencias y de resistencias se comenzará bien en la frecuencia F_{rFFT} o bien en F_{rSP} , dependiendo del transductor que se esté midiendo, y se irá aumentando o disminuyendo según el resultado obtenido con cada barrido, buscando obtener la potencia máxima. Para cada señal sinusoidal con la frecuencia fijada, se realiza el barrido de

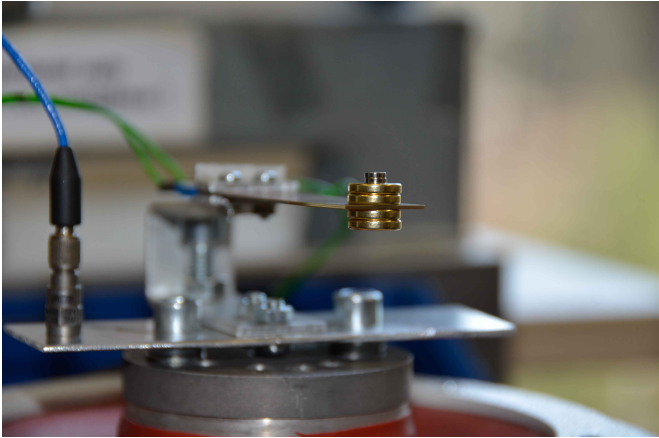


Figura 5.34: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico

resistencia de carga utilizando el conmutador de resistencias, controlado mediante software, con un rango diferente según sea F_{rFFT} o F_{rSP} . En la tabla 5.6 se muestran dichos rangos.

	Resistencia mínima (Ω)	Resistencia máxima (Ω)
F_{rFFT}	86584	233990
F_{rSP}	113710	210880

Tabla 5.6: Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el experimento 3.

En la figura 5.35 se pueden visualizar los resultados de los barridos para cada uno de los transductores ajustados a F_{rFFT} y F_{rSP} . Para el primero de ellos, recogido en la figura 5.35(a), se puede visualizar que la máxima potencia se obtiene en los $43,81Hz$, siendo 1,4 veces mayor que la obtenida a la frecuencia objetivo de $44,31Hz$. Por otro lado, para el caso del barrido realizado en torno a la frecuencia F_{rSP} , $41,99Hz$, la relación de potencias

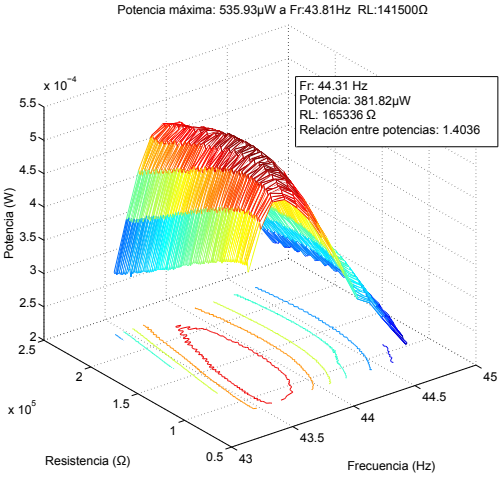
entre la potencia máxima y la obtenida a la F_{rSP} es de 1,13. Por lo tanto, se realiza un segundo barrido que permita ajustar mejor la potencia máxima generada a la frecuencia que resulta de interés para cada caso.

5.3.2.4.2 Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias

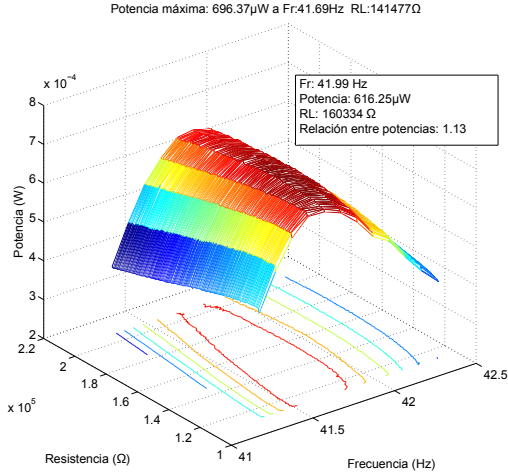
De nuevo, con el objetivo de obtener la potencia máxima a la frecuencia objetivo, se ha repetido la técnica utilizando masas magnéticas para modificar la frecuencia natural de cada transductor piezoeléctrico de manera iterativa hasta cumplir con el objetivo planteado. Para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia natural F_{rFFT} se han colocado masas en el extremo hasta sumar 4,35 gramos, consiguiendo que la potencia a la frecuencia objetivo sea máxima, ver figura 5.36(a), con una carga resistiva conectada de 137677Ω . Asimismo, para el transductor cuya frecuencia natural es la frecuencia F_{rSP} , también se ha conseguido obtener la potencia máxima a la frecuencia de $41,99Hz$, utilizando 6 masas con un valor total de 4,35 gramos. Tal y como se puede apreciar en el resultado de la medida mostrado en la figura 5.36(b), la carga adecuada para conseguir este resultado es de 129496Ω ,

5.3.2.5 Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico

Una vez se dispone de los transductores piezoeléctricos perfectamente ajustados a las frecuencias que resultan de interés $44,31Hz$ y $41,99Hz$, se puede calcular la energía que genera cada uno de ellos, de manera individual, aplicando la vibración ambiental muestreada inicialmente con una duración de 957 segundos. Para el caso de la frecuencia F_{rFFT} , $44,31Hz$, se ha fijado en el conmutador de resistencias el valor resistivo obtenido del segundo barrido 137677Ω , y tras obtener el voltaje aplicado cada milisegundo, se ha calculado en primer lugar la potencia y posteriormente la energía, con un valor de $3,80E-05J$. El transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} , $41,99Hz$, ha generado una energía total de $1,67E-04J$, utilizando como valor de resistencia



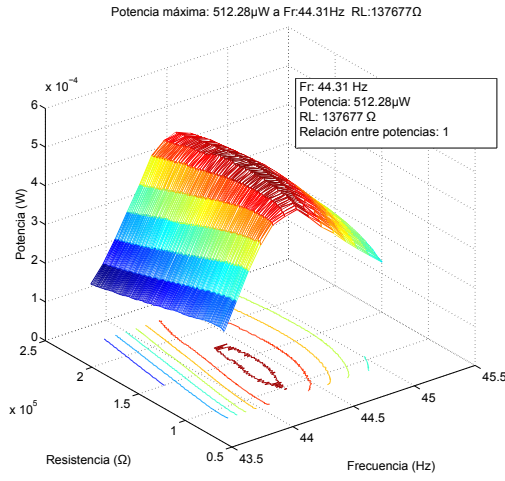
(a)



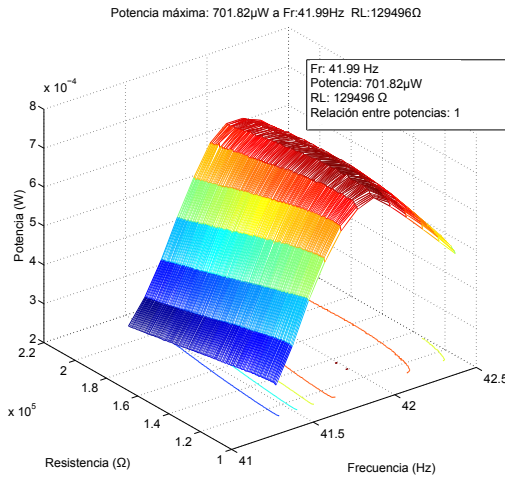
(b)

Figura 5.35: Primer barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

de carga la obtenida en el segundo barrido, 129496Ω. Tal y como recoge la tabla 5.7, queda demostrado que utilizar un transductor piezoeléctrico ajustado



(a)



(b)

Figura 5.36: Segundo barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

a la frecuencia F_{rSP} proporciona un 339 % más de energía que el transductor piezoeléctrico a justado a F_{rFFT} .

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima obtenida (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía obtenida (J)	Aumento de energía con espectrograma
F_{rFFT}	44,31	$5,12 \cdot 10^{-5}$	$1,38 \cdot 10^5$	$3,80 \cdot 10^{-5}$	339 %
F_{rSP}	41,99	$7,02 \cdot 10^{-4}$	$1,30 \cdot 10^5$	$1,67 \cdot 10^{-4}$	

Tabla 5.7: Experimento 3: brazo de suspensión delantero de un coche Ford Fiesta(eje y).

5.3.3 Experimento 4: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x)

El cuarto experimento, es el mismo escenario que el utilizado para el primer experimento. Consiste en utilizar las vibraciones recogidas por un sensor acelerómetro situado en el salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter, ver figura 5.37, pero en este caso a lo largo de su eje x . Dicho sensor acelerómetro, fijado al salpicadero mediante una cinta adhesiva de doble cara, ha realizado el muestreo de las aceleraciones sufridas a causa de las vibraciones a las que ha sido sometido con una frecuencia de muestreo de $2048 Hz$. Toda esta información ha sido registrada y documentada por la Universidad de Bristol ¹.

5.3.3.1 Análisis de la señal de aceleración

El objetivo de esta sección es analizar la señal de aceleración mostrada en la figura 5.38, obtenida en el salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter. Para ello, se utiliza la función implementada en Matlab[®] que ha sido implementada siguiendo los tipos de análisis de señal detallados en la Fase 0, para conocer las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} que resultan de interés.

Una vez analizada, se ha obtenido que las dos frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} a las que debe resonar cada transductor piezoeléctrico para poder realizar el

¹Datos de vibración: http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/data/van_dashboard/data.php



Figura 5.37: Sensor acelerómetro fijado al salpicadero de la furgoneta Volkswagen Transporter.

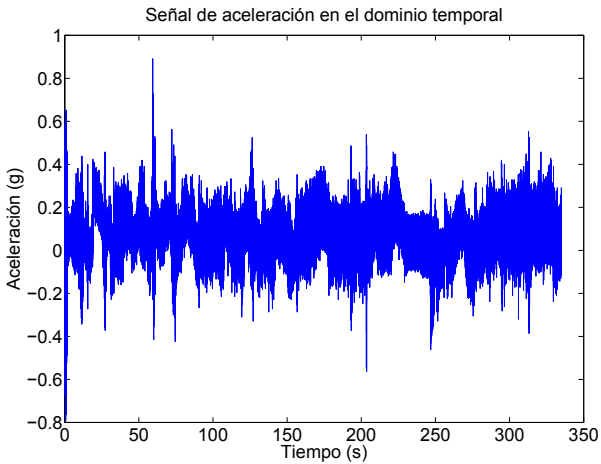


Figura 5.38: Señal de aceleración correspondiente al experimento 4.

experimento y comprobar los valores de energía generada con cada configuración son:

$$\begin{aligned}F_{rFFT} &= 23Hz \\ F_{rSP} &= 29Hz\end{aligned}\tag{5.6}$$

5.3.3.2 Elección de los transductores piezoeléctricos

Los valores de F_{rFFT} y F_{rSP} obtenidos a partir de la función implementada en Matlab[®] permiten escoger de nuevo el transductor piezoeléctrico V21BL, ya que es posible modificar su frecuencia natural hasta las frecuencias objetivo.

5.3.3.3 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias

Una vez escogido el transductor piezoeléctrico hay que proceder a ajustar en cada uno de ellos su frecuencia natural. En el caso de transductor que tiene que ajustarse a la frecuencia F_{rFFT} , ha sido necesario colocar dos masas de 7 y 9 gramos, adheridas al extremo del transductor piezoeléctrico con cinta de doble cara. En la figura 5.39 se puede ver el transductor fijado en la jaula de Faraday.

El objetivo de esta fase es ajustar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico V21BL a las frecuencias que resultan de interés para este experimento, mostradas en 5.6. La técnica utilizada es la de la colocación de masas en el extremo del transductor piezoeléctrico. En la figura 5.39 se puede visualizar el V21BL alojado dentro de la jaula de Faraday, listo para la medida.

Tras varias iteraciones con diferentes masas colocadas en el extremo del transductor piezoeléctrico y se ha medido su comportamiento, se ha finalizado con la colocación de dos masas de 7 y 9 gramos, adheridas al extremo del transductor piezoeléctrico con cinta de doble cara. Tal y como se puede

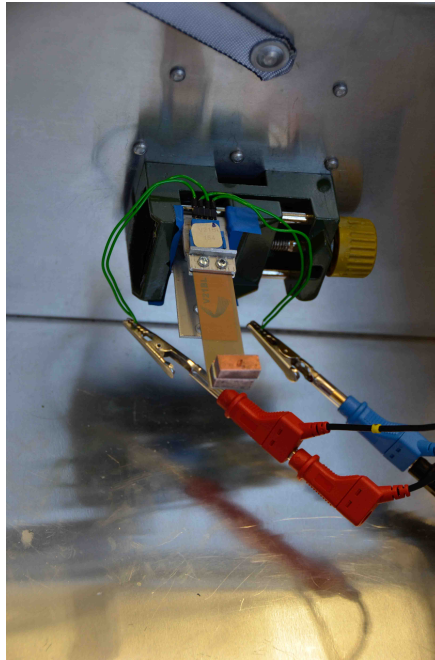


Figura 5.39: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday

ver en la figura 5.40, la frecuencia de resonancia es de $23,51Hz$, mientras que la frecuencia de anti-resonancia es de $23,85Hz$ por lo que la frecuencia F_{rFFT} , $23Hz$, ha quedado ligeramente fuera del rango planteado como objetivo inicial. No se debe olvidar que se trata de una primera aproximación, y que será necesario seguir realizando ajustes cuando se excite con señales mecánicas, por lo que se puede dar la aproximación por válida.

Para el ajuste de frecuencia natural del transductor piezoeléctrico que persigue una frecuencia natural igual a F_{rSP} , se han realizado varias iteraciones colocando masas y realizando mediciones con el analizador de impedancias con el objetivo de ajustar su frecuencia natural a los $29Hz$ que indica F_{rSP} . En la figura 5.41 se muestra el transductor preparado para realizar la medida.

La figura 5.42 muestra los resultado de la medida realizada con el anali-

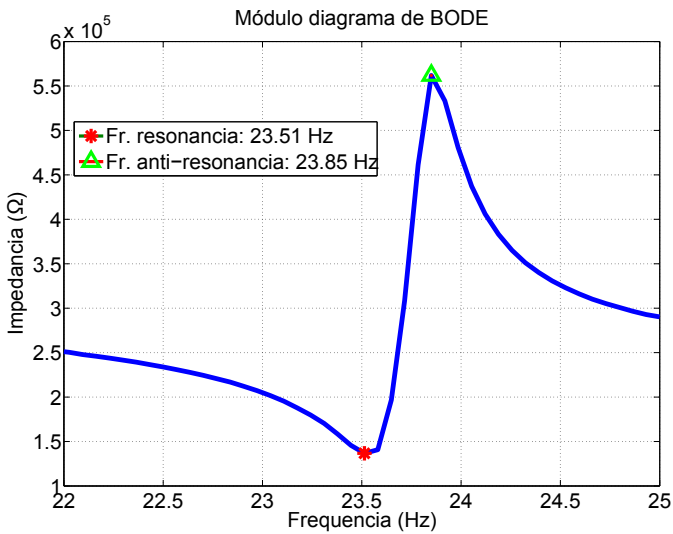


Figura 5.40: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 4.

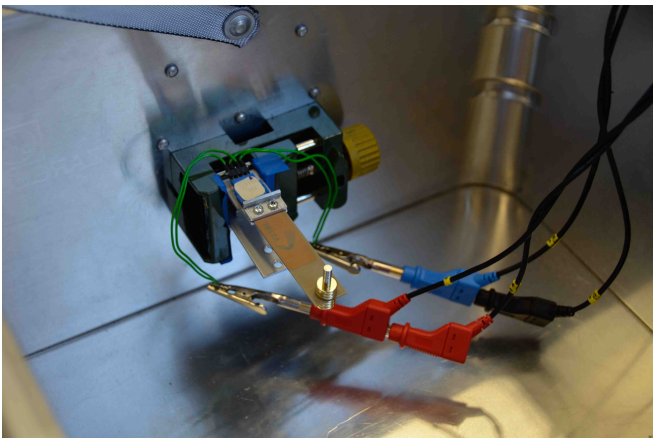


Figura 5.41: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday

zador de impedancias. Éste es el mejor resultado que ha obtenido, situando la frecuencia de resonancia es de $30,24Hz$ y la frecuencia de anti-resonancia es de $30,92Hz$, para lo cuál se han colocado varias masas magnéticas en el extremo del transductor piezoeléctrico que han sumado un total de $9,32$ gramos. El valor de la frecuencia F_{rSP} es de $29Hz$, por lo que no ha conseguido situarse en el rango indicado, aunque está lo suficientemente próximo para poder comenzar con los ajustes de frecuencia natural en condiciones de vibraciones mecánicas.

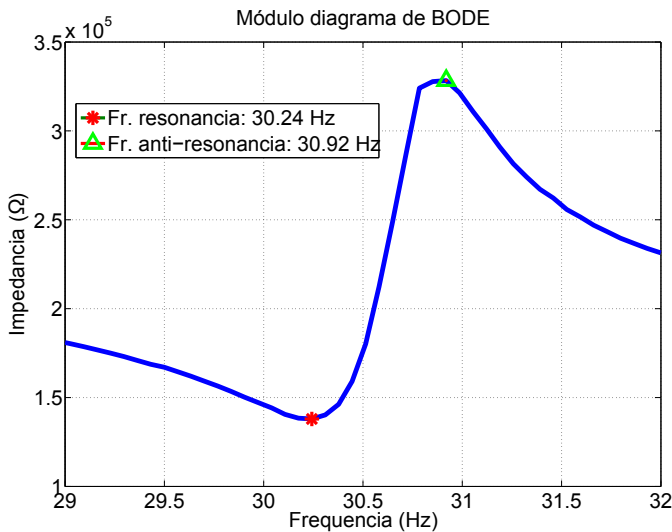


Figura 5.42: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 4.

5.3.3.4 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico

Una vez se ha realizado el primer ajuste de los transductores piezoeléctricos, se debe calcular la amplitud de la señal sinusoidal que se utiliza en esta fase del experimento y calibrar el vibrador electrodinámico con cada transductor

piezoeléctrico fijado al propio vibrador, tal y como se puede visualizar en las figuras 5.43 y 5.44.

Una vez se haya finalizado con calibración, se puede comenzar con el primer barrido en frecuencia y en carga resistiva para obtener a qué frecuencia y con qué valor de carga resistiva se obtiene la máxima potencia.

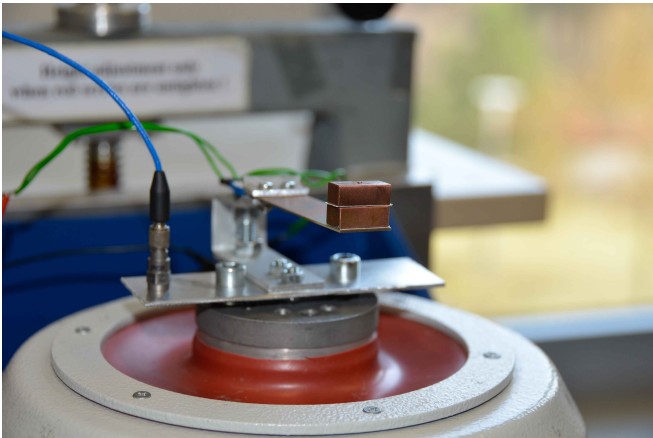


Figura 5.43: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico

5.3.3.4.1 Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias

Partiendo del resultado obtenido para el módulo del diagrama de BODE, se ha obtenido el rango de valores resistivos que debe ser utilizado por el conmutador de resistencias para cada configuración del transductor piezoeléctrico, mostrado en la tabla 5.8. Para cada uno de los transductores piezoeléctricos, se modificará la frecuencia de la señal sinusoidal utilizada, que se irá aumentando o disminuyendo según el resultado obtenido con cada barrido, buscando obtener la potencia máxima, partiendo como frecuencia inicial F_{rFFT} o F_{rSP} , según el transductor que se esté midiendo en cada caso.

En la figura 5.45 se pueden visualizar los resultados de los barridos para cada uno de los transductores ajustados. En el caso de 5.45(a), se puede visuali-

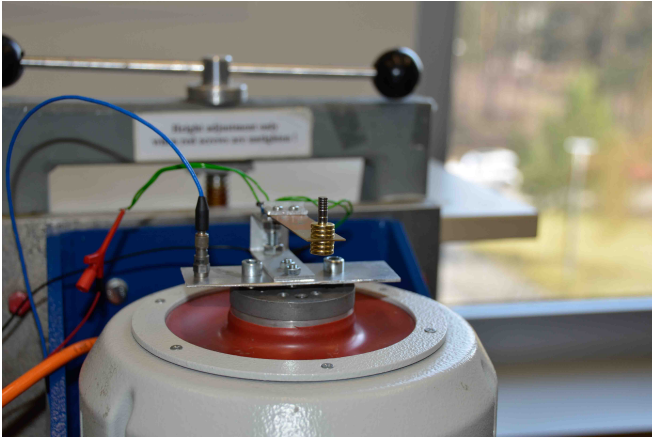
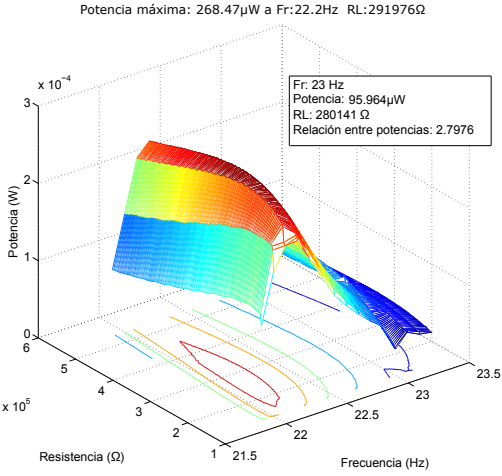


Figura 5.44: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico

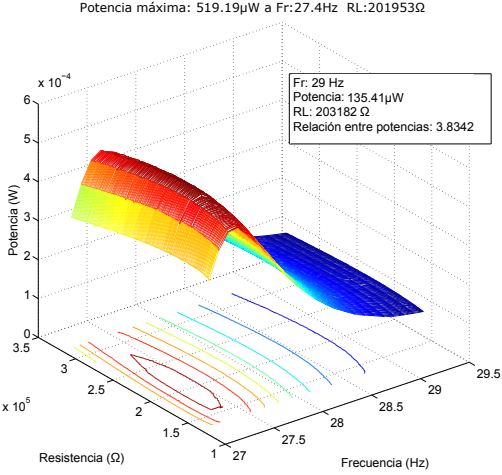
	Resistencia mínima (Ω)	Resistencia máxima (Ω)
F_{rFFT}	136750	561820
F_{rSP}	137940	328290

Tabla 5.8: Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el experimento 4.

lizar que la máxima potencia obtenida es 2,78 veces mayor que la obtenida a la frecuencia F_{rFFT} de $23Hz$. Para el caso del barrido realizado en torno a la frecuencia F_{rSP} , $29Hz$, la relación de potencias entre la potencia máxima y la obtenida a la F_{rSP} es de 3,83. Por lo tanto, se realiza un segundo barrido que permita ajustar mejor la potencia máxima generada a la frecuencia que resulta de interés para cada caso.



(a)



(b)

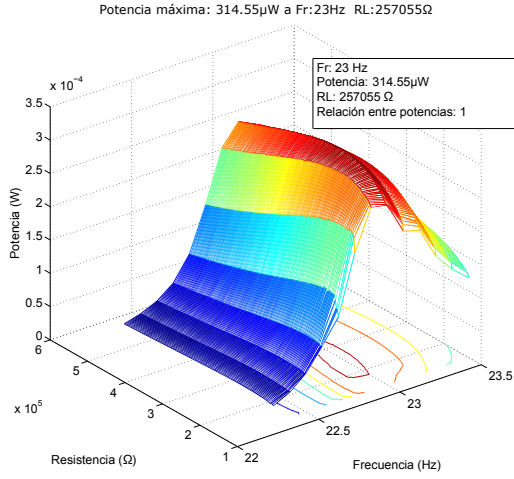
Figura 5.45: Primer barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

5.3.3.4.2 Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias

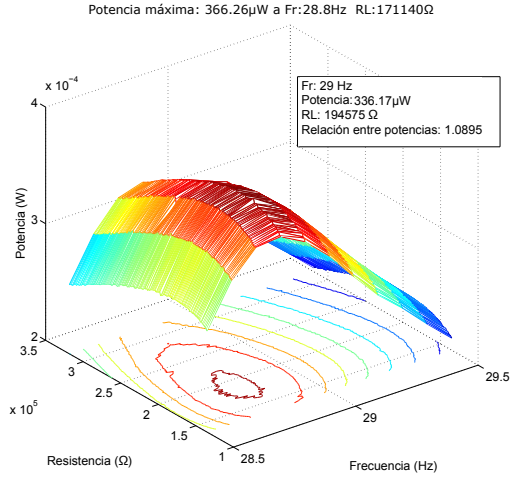
Para conseguir un mejor ajuste de las frecuencias naturales para cada uno de los casos, y así conseguir la potencia máxima para cada uno de ellos, se ha procedido a la realización de un nuevo ajuste utilizando masas magnéticas. Para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia natural F_{rFFT} se han colocado dos masas de 7 y 8 gramos en el extremo, consiguiendo que la potencia a la frecuencia objetivo sea donde se sitúa la potencia máxima, ver figura 5.46(a), con una carga resistiva conectada de 257055Ω . Del mismo modo, para el transductor cuya frecuencia natural es la frecuencia F_{rSP} , también se ha conseguido obtener un valor de potencia muy cercano a la potencia máxima, en este caso de 0,92 veces la potencia máxima, fueron necesarias varias masas magnéticas de diferentes valores hasta conseguir un total de 8,22 gramos. Tal y como se puede apreciar en el resultado de la medida mostrado en la figura 5.46(b), la carga adecuada para conseguir este resultado es de 194575Ω .

5.3.3.5 Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico

En esta última fase del experimento se procede a calcular la energía obtenida por cada uno de los transductores piezoeléctricos utilizando la señal de vibración ambiental muestreada inicialmente, que tiene una duración total de 335 segundos. En el caso de la frecuencia F_{rFFT} , $23Hz$, se ha aplicado el valor de la carga resistiva de 257055Ω en el conmutador de resistencias, ya que es el valor que proporcionaba la máxima potencia en el segundo barrido realizado. Para este caso, el resultado obtenido de calcular la energía generada ha sido de $1,76E - 05J$. Para el caso del transductor ajustado a F_{rSP} , $29Hz$, ha generado una energía total de $2,29E - 05J$, utilizando del mismo modo, el valor de resistencia de carga la obtenida en el segundo barrido que proporcionaba la potencia máxima, 194575Ω . Tal y como recoge la tabla 5.9, queda



(a)



(b)

Figura 5.46: Segundo barrido en torno a la frecuencia F_{r_FFT} (a) y a la frecuencia F_{r_SP} (b).

demonstrado que utilizar un transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuencia F_{r_SP} proporciona un 30 % más de energía que el transductor piezoeléctrico

a justado a F_{rFFT} .

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima obtenida (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía obtenida (J)	Aumento de energía con espectrograma
F_{rFFT}	23	$9,60 \cdot 10^{-5}$	$2,57 \cdot 10^5$	$1,76 \cdot 10^{-5}$	30 %
F_{rSP}	29	$1,81 \cdot 10^{-4}$	$1,95 \cdot 10^5$	$2,29 \cdot 10^{-5}$	

Tabla 5.9: Experimento 4: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x).

5.3.4 Experimento 5: brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y)

Para este último experimento, se han recogido las vibraciones aplicadas sobre el brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter, a lo largo de su eje y . En la figura 5.47 se puede visualizar la disposición del sensor acelerómetro que ha realizado el registro de dicha señal, con una frecuencia de muestreo de $2048Hz$. Toda esta información ha sido registrada y documentada por la Universidad de Bristol ¹.

5.3.4.1 Análisis de la señal de aceleración

Al igual que en todos los experimentos anteriores, se utiliza la función implementada en Matlab[®] para conocer las frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} correspondientes con la señal de aceleración obtenida en el brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter, ver figura 5.48.

Tras haber analizado la señal de aceleración, se ha obtenido que las dos frecuencias F_{rFFT} y F_{rSP} a las que debe resonar cada transductor piezoeléctrico para poder realizar el experimento y comprobar los valores de energía generada con cada configuración son:

¹Datos de vibración: http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/data/van2_suspension/data.php



Figura 5.47: Sensor acelerómetro fijado al brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter.

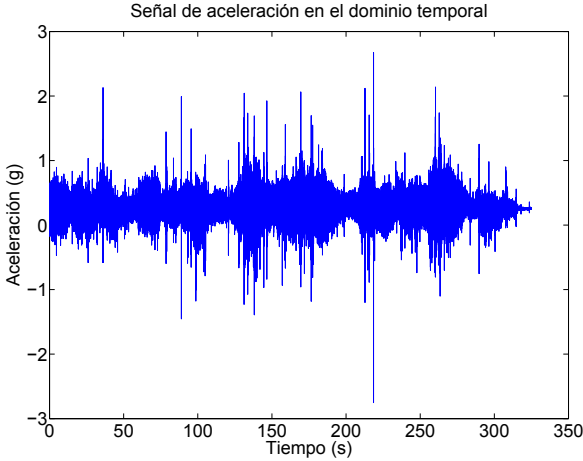


Figura 5.48: Señal de aceleración correspondiente al experimento 5.

$$\begin{aligned}F_{rFFT} &= 50Hz \\ F_{rSP} &= 16,25Hz\end{aligned}\tag{5.7}$$

5.3.4.2 Elección de los transductores piezoeléctricos

El transductor piezoeléctrico que se va a utilizar para este último experimento, es el mismo que el utilizado en todos los anteriores, el modelo V21BL de la gama Volture del fabricante MIDE. Además de ser uno de los disponibles en el laboratorio, permite ajustar su frecuencia de resonancia a las frecuencias objetivo, por lo que ha sido elegido una vez más.

5.3.4.3 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del analizador de impedancias

En primer lugar, el transductor piezoeléctrico cuyo objetivo es que su frecuencia natural sea ajustada a F_{rFFT} , $50Hz$, ha sido fijado en la jaula de Faraday, tal y como se muestra en la figura 5.49, para comenzar con el proceso iterativo para situar F_{rFFT} entre la frecuencia de resonancia y de anti-resonancia.

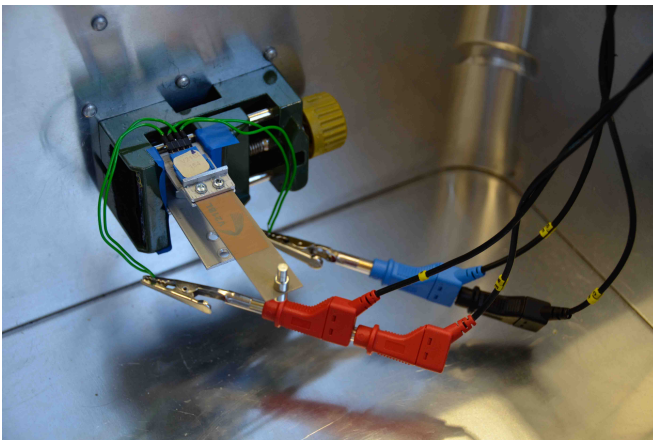


Figura 5.49: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} dentro de la jaula de Faraday

Tras realizarse varias iteraciones con masas magnéticas de diferentes valores, colocadas en el extremo del transductor piezoeléctrico, y medido su comportamiento, se ha finalizado con la colocación de varias masas que suman un total de 2,72 gramos. El resultado obtenido del analizador de impedancias, mostrado en la figura 5.20, indica que la frecuencia de resonancia es de $50,04Hz$, mientras que la frecuencia de anti-resonancia es de $51,18Hz$. La frecuencia objetivo se correspondía con $50Hz$, que queda fuera del rango por $0,04Hz$, una diferencia insignificante teniendo en cuenta que el ajuste se está realizando de manera manual y que se trata de una primera aproximación, por lo que se considera suficiente.

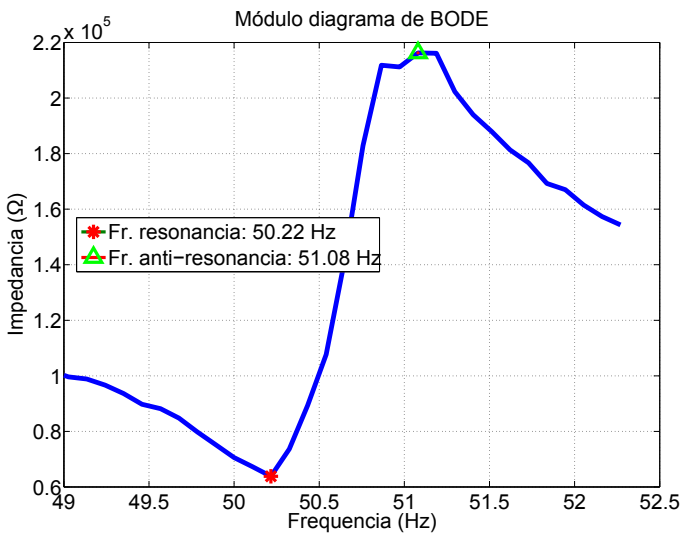


Figura 5.50: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rFFT} en el experimento 5.

En la figura 5.51 se puede visualizar el transductor piezoeléctrico que hay que ajustar a la frecuencia F_{rSP} , de tan solo $16,25Hz$, por lo que en base a la experiencia adquirida en los experimentos anteriores se puede anticipar que el peso haya que colocar en el extremo del transductor piezoeléctrico para modificar su frecuencia natural será el más alto de las 10 configuraciones a lo

largo de los 5 experimentos.

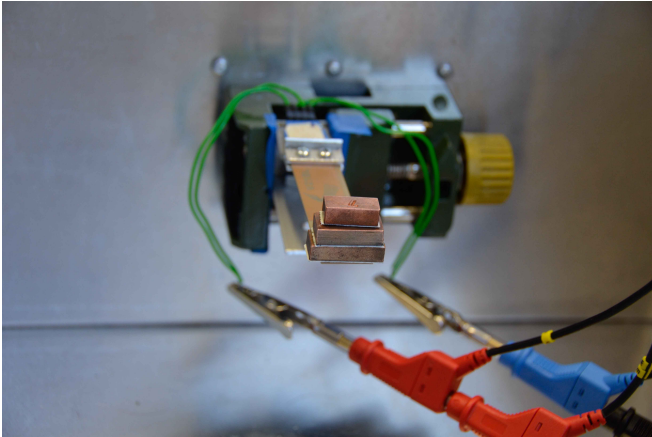


Figura 5.51: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} dentro de la jaula de Faraday

Para este caso, se han utilizado masas no magnéticas, ya que por la variedad existente en el laboratorio son las que más peso pueden ofrecer combinándolas. Tras varias iteraciones, el valor de la masa total para situar la frecuencia natural del transductor piezoeléctrico fijada como objetivo, F_{rSP} , entre la frecuencia de resonancia y de anti-resonancia es de 29 gramos. El resultado obtenido por el analizador de impedancias, mostrado en la figura 5.52, indica que la frecuencia de resonancia es de $16,25Hz$ y la frecuencia de anti-resonancia de $16,52Hz$. Dado que F_{rSP} es $16,25Hz$, se puede concluir que el ajuste realizado en esta primera aproximación es válido.

5.3.4.4 Ajuste de la frecuencia natural de los transductores piezoeléctricos a través del vibrador electrodinámico

Una vez se ha realizado el primer ajuste de los transductores piezoeléctricos, se debe calcular la amplitud de la señal sinusoidal necesaria en esta fase, para posteriormente calibrar el vibrador electrodinámico con cada transductor piezoeléctrico fijado al propio vibrador, tal y como se puede visualizar en las

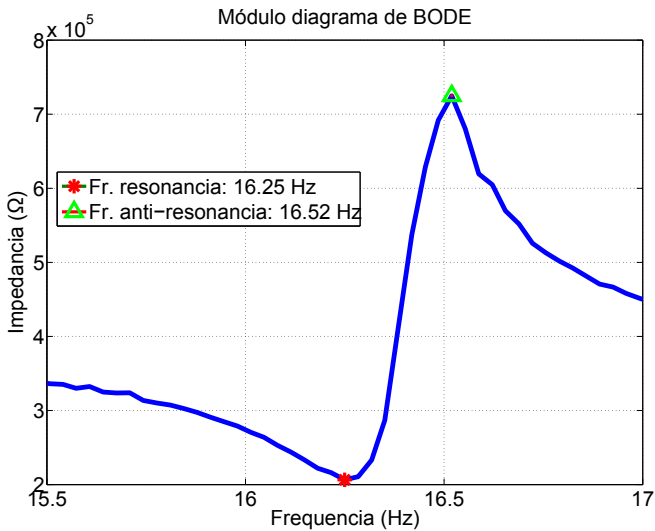


Figura 5.52: Medida obtenida con el analizador de impedancias para el transductor piezoeléctrico con la frecuencia F_{rSP} en el experimento 5.

figuras 5.53 y 5.54. Una vez finalizada la calibración, se puede comenzar con el primer barrido en frecuencia y en carga resistiva para obtener a qué frecuencia y con qué valor de carga resistiva se obtiene la máxima potencia.

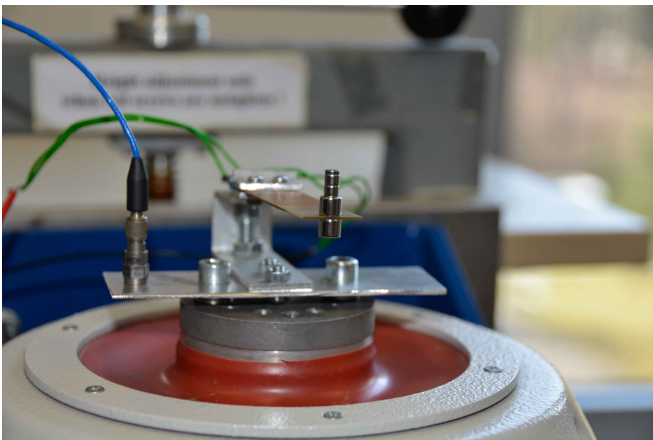


Figura 5.53: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} fijado al vibrador electrodinámico

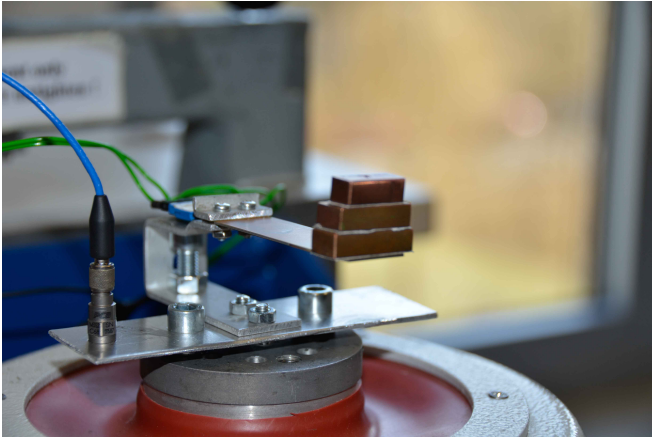


Figura 5.54: Transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rSP} fijado al vibrador electrodinámico

5.3.4.4.1 Primer barrido de resistencias de carga y frecuencias

Para realizar el primer barrido frecuencial y resistivo, el procedimiento a seguir es el de realizar un barrido en los valores de la resistencia de carga con los límites indicados en la tabla 5.10 para cada caso F_{rFFT} o F_{rSP} para cada señal sinusoidal con una frecuencia determinada. La frecuencia de la señal se aumenta o disminuye según el resultado obtenido con cada barrido, buscando obtener la potencia máxima, realizando siempre el primero de los barridos en la frecuencia objetivo de cada caso.

	Resistencia mínima (Ω)	Resistencia máxima (Ω)
F_{rFFT}	26524	156820
F_{rSP}	206430	724900

Tabla 5.10: Límites superior e inferior para cada rango de valores resistivos de cada frecuencia F_{rFFT} y F_{rSP} en el experimento 5.

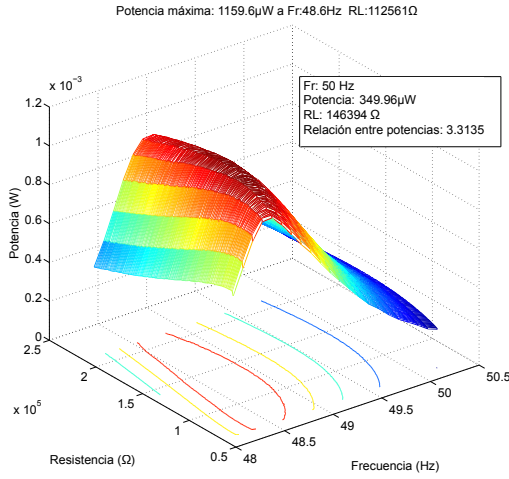
En la figura 5.55 se pueden visualizar los resultados de los barridos para cada uno de los transductores ajustados. En el caso de 5.35(a), se puede visualizar que la máxima potencia obtenida es 3,31 veces mayor que la obtenida a la frecuencia F_{rFFT} de $50Hz$. Para el caso del barrido realizado en torno a la frecuencia F_{rSP} , $16,25Hz$, la relación de potencias entre la potencia máxima y la obtenida a la F_{rSP} es de 6,67. Por lo tanto, se realiza un segundo barrido que permita ajustar mejor la potencia máxima generada a la frecuencia que resulta de interés para cada caso.

5.3.4.4.2 Segundo barrido de resistencias de carga y frecuencias

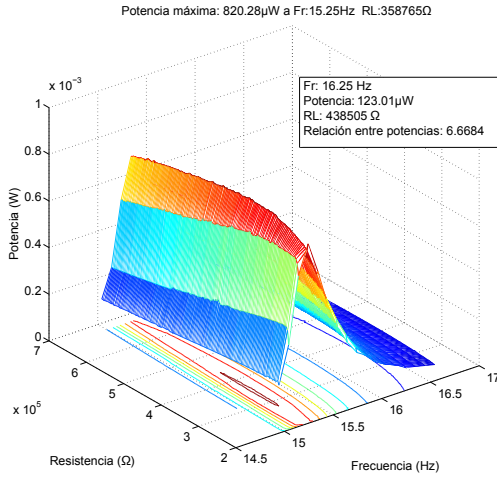
Ambos transductores piezoeléctricos tienen que ver modificada su estructura para ajustar su frecuencia natural y de ese modo generar la potencia máxima a cada frecuencia respectiva F_{rFFT} y F_{rSP} . En el caso del transductor piezoeléctrico que tiene marcado como objetivo situar su frecuencia natural igual a F_{rFFT} , se han realizado varias iteraciones colocando masas en el extremo y realizando medidas. Finalmente, se ha conseguido que la potencia a la frecuencia objetivo sea máxima, ver figura 5.56(a), utilizando varias masas que han sumado un total de 2,82 gramos y a través de una carga resistiva conectada cuyo valor es de 109565Ω . Del mismo modo, para el transductor cuya frecuencia natural objetivo es la frecuencia F_{rSP} , se ha repetido el mismo procedimiento, y también se ha conseguido obtener la potencia máxima a los $16,25Hz$, utilizando para ello un conjunto de masas con un valor total de 30 gramos. Tal y como se puede apreciar en el resultado de la medida mostrado en la figura 5.56(b), la carga adecuada para conseguir este resultado es de 326494Ω ,

5.3.4.5 Réplica de la señal de vibración ambiental real con el vibrador electrodinámico

En esta última fase del quinto experimento, se utilizan la señal de vibración ambiental muestreada inicialmente, que tiene una duración total de 325 se-



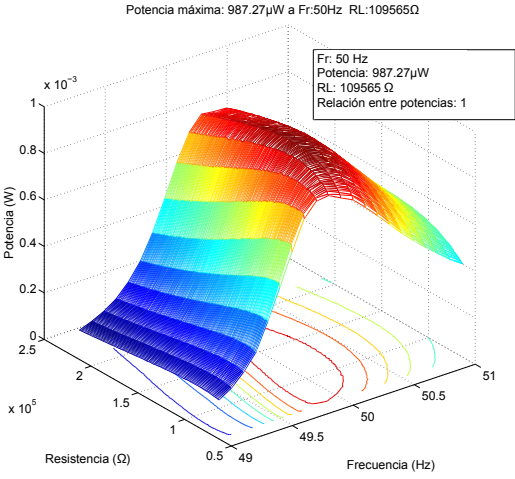
(a)



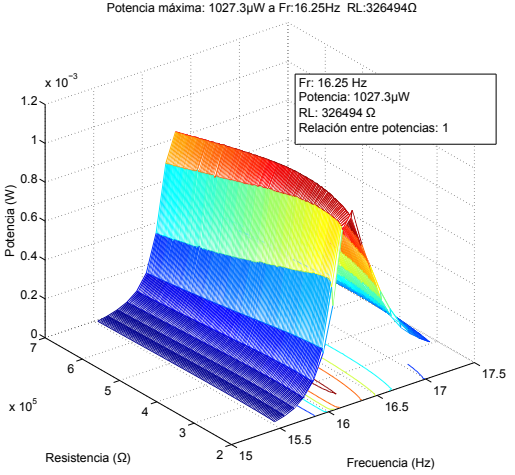
(b)

Figura 5.55: Primer barrido en torno a la frecuencia F_{rFFT} (a) y a la frecuencia F_{rSP} (b).

gundos, para calcular la energía obtenida por cada uno de los transductores piezoeléctricos En el caso de la frecuencia F_{rFFT} , 50Hz, se ha aplicado el



(a)



(b)

Figura 5.56: Segundo barrido en torno a la frecuencia F_{r_FFT} (a) y a la frecuencia F_{r_SP} (b).

valor de la carga resistiva de 109565Ω en el conmutador de resistencias, que es el que proporcionaba la máxima potencia en el segundo barrido realizado.

Para este caso, el resultado obtenido de calcular la energía generada ha sido de $2,97E - 06J$. Para el caso del transductor ajustado a F_{rSP} , $16,25Hz$, ha generado una energía total de $6,76E - 06$, utilizando del mismo modo, el valor de resistencia de carga la obtenida en el segundo barrido que proporcionaba la potencia máxima, 326494Ω . En la tabla 5.11, se muestra que utilizar un transductor piezoeléctrico ajustado a la frecuencia F_{rSP} proporciona un 128 % más de energía que el transductor piezoeléctrico ajustado a F_{rFFT} .

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía (J)	Aumento de energía con Spectrogram
F_{rFFT}	50	$9,87 \cdot 10^{-4}$	$1,10 \cdot 10^5$	$2,97 \cdot 10^{-6}$	128 %
F_{rSP}	16,25	$1,03 \cdot 10^{-3}$	$3,26 \cdot 10^5$	$6,76 \cdot 10^{-6}$	

Tabla 5.11: Experimento 5: brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y).

5.4 Conclusiones

A lo largo de cada uno de los experimentos realizados, la metodología presentada en el capítulo 4 ha servido para calcular una frecuencia natural F_{rSP} , diferente de la indicada por la metodología tradicional F_{rFFT} , permitiendo comparar las energías generadas por dos transductores piezoeléctricos ajustados cada uno de ellos a una frecuencia natural distinta.

Los resultados obtenidos por todos los experimentos realizados pueden concluir que la hipótesis planteada inicialmente es válida, ya que la energía generada por un transductor piezoeléctrico, a partir de una señal de vibración ambiental real, cuya frecuencia natural es F_{rSP} es siempre mayor que la energía generada por un transductor piezoeléctrico con una frecuencia natural de F_{rFFT} , concretamente, entre un 15 % y un 1149 % mayor.

	Frecuencia (Hz)	Potencia máxima obtenida (W)	Resistencia de carga (Ω)	Energía obtenida (J)	Aumento de energía con espectrograma
Exp. 1	$F_{r,FFT}$ $F_{r,SP}$	$2,25 \cdot 10^{-4}$ $4,86 \cdot 10^{-4}$	$1,40 \cdot 10^5$ $1,87 \cdot 10^5$	$8,49 \cdot 10^{-6}$ $1,06 \cdot 10^{-4}$	1149 %
Exp. 2	$F_{r,FFT}$ $F_{r,SP}$	$5,58 \cdot 10^{-4}$ $4,11E \cdot 10^{-4}$	$1,85 \cdot 10^5$ $1,85 \cdot 10^5$	$1,46 \cdot 10^{-5}$ $1,68 \cdot 10^{-5}$	15 %
Exp. 3	$F_{r,FFT}$ $F_{r,SP}$	$5,12 \cdot 10^{-5}$ $7,02 \cdot 10^{-4}$	$1,38 \cdot 10^5$ $1,30 \cdot 10^5$	$3,80 \cdot 10^{-5}$ $1,67 \cdot 10^{-4}$	339 %
Exp. 4	$F_{r,FFT}$ $F_{r,SP}$	$9,60 \cdot 10^{-5}$ $1,81 \cdot 10^{-4}$	$2,57 \cdot 10^5$ $1,95 \cdot 10^5$	$1,76 \cdot 10^{-5}$ $2,29 \cdot 10^{-5}$	30 %
Exp. 5	$F_{r,FFT}$ $F_{r,SP}$	$9,87 \cdot 10^{-4}$ $1,03 \cdot 10^{-3}$	$1,10 \cdot 10^5$ $3,26 \cdot 10^5$	$2,97 \cdot 10^{-6}$ $6,76 \cdot 10^{-6}$	128 %

Tabla 5.12: Experimento 1: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y). Experimento 2: filtro de aire de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x). Experimento 3: brazo de suspensión delantero de un coche Ford Fiesta(eje y). Experimento 4: salpicadero de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje x). Experimento 5: brazo inferior de la suspensión frontal izquierda de una furgoneta Volkswagen Transporter (eje y).

Conclusiones y líneas futuras

EN este capítulo se presentan las conclusiones obtenidas del trabajo de investigación realizado a lo largo de esta tesis. Además de la conclusión principal, obtenida a partir de los resultados obtenidos en el capítulo 5 que validan la hipótesis presentada en el capítulo 2, se presentan otras conclusiones fruto del análisis y la experimentación llevados a cabo durante este trabajo de investigación.

Por otro lado, se presentan posibles líneas futuras, que pueden resultar de interés tanto para expertos en la materia como para investigadores que deseen comenzar sus estudios en este campo. Las líneas futuras presentadas han sido detectadas a partir de las necesidades y de las carencias que se han apreciado durante esta tesis, y se consideran de gran interés ya que continúan y completan el trabajo ya realizado.

6.1 Conclusiones

En primer lugar, se destaca como conclusión más importante que el uso de un análisis de espectrograma de la señal de aceleración a la cual va a ser excitado un transductor piezoeléctrico, proporciona una frecuencia natural a la que se debe sintonizar dicho transductor obteniendo más energía que si se utilizara la frecuencia natural indicada por un análisis de transformada rápida de Fourier. Esta conclusión valida la hipótesis planteada en el capítulo 2.

Resulta importante destacar que el método propuesto y validado utilizando transductores piezoeléctricos sirve en general para transductores basados en vibración lineal, como los electromagnéticos y electrostáticos además de los propios piezoeléctricos, ya que este método sugiere la frecuencia de resonancia a la que se puede obtener un mejor aprovechamiento de la energía mecánica disponible.

Cuando se trabaja a frecuencias muy bajas, por debajo de la quincena de hercios, la experimentación resulta muy sensible al entorno en el que se realiza. En esos casos resulta de especial importancia que el transductor piezoeléctrico esté lo más aislado posible de las vibraciones que pueda sufrir la estructura o edificio en el que nos encontramos. En el caso de realizar las medidas con un analizador de impedancias, se recomienda aislar al transductor piezoeléctrico con una jaula de Faraday que esté situada sobre un material que absorba las vibraciones ambientales ajenas a las del experimento.

La modificación de las condiciones a las que está sometido el transductor piezoeléctrico, es decir, la amplitud de la señal de aceleración aplicada al transductor, así como el valor de la carga conectada al mismo, afectan al valor de su frecuencia natural de resonancia. Dicho lo cual, resulta indispensable que las condiciones aplicadas durante el proceso de sintonización sean lo más parecidas posible, si no las mismas, a las que va a ser sometido el transductor piezoeléctrico cuando se despliegue en su caso de uso particular. Sólo así se conseguirá que la frecuencia natural de resonancia establecida

para el transductor piezoeléctrico varíe lo mínimo posible.

Los análisis de transformada rápida de Fourier en tiempo discreto y de transformada rápida de Fourier de tiempo reducido que han sido utilizados para el análisis teórico de la señal de aceleración han sido adecuados.

A partir de los requisitos impuestos por los transductores piezoeléctricos disponibles en el laboratorio, se han escogido 5 señales a analizar de entre las 78 que habían sido analizadas de manera teórica.

Por otro lado, de entre esas 78 señales analizadas de manera teórica, se han obtenido resultados en los que la frecuencia obtenida mediante el método tradicional y la frecuencia obtenida mediante el método propuesto coinciden en un 30 % de los casos. Esto es debido a la estabilidad de la señal, tanto en amplitud como en tiempo.

6.2 Líneas futuras

A continuación se proponen posibles trabajos futuros que pueden continuar el trabajo presentado.

Uno de los posibles trabajos futuros es el de calcular la impedancia de carga, formada por una componente resistiva y una reactiva, que permita realizar una mejor adaptación entre el transductor piezoeléctrico y los elementos a los cuales se conecta. De este modo se conseguiría aumentar la eficiencia del sistema y proporcionar más energía.

A pesar de que en este trabajo se han utilizado señales de aceleración, se propone repetir la metodología propuesta utilizando señales de velocidad. La energía mecánica se expresa como función del cuadrado de la velocidad, por lo que resulta de interés comprobar si el resultado de la comparación de los valores absolutos de las energías resultantes cumple la hipótesis validada en este trabajo.

Por otro lado, se propone mejorar el sistema que reproduce vibraciones mecánicas dotándolo de un control de lazo cerrado. De esta manera, existiría

un control continuo en el vibrador electrodinámico mediante el cual se podrán realizar correcciones en tiempo real de amplitud y/o desfase de la señal que se esté replicando.

Por último, se propone retomar el trabajo que fue objeto de análisis en un comienzo, tal y como se ha indicado en el capítulo 2. El planteamiento inicial de este trabajo consistía en desarrollar un modelo electromecánico para transductores piezoeléctricos que facilitara su análisis y diseño. Existen modelos electromecánicos [RTHW06, AAHHS12] mediante los cuales se obtienen circuitos eléctricos equivalentes al transductor piezoeléctrico. A través de estos modelos es posible obtener una estimación de la potencia a la salida del transductor, así como las frecuencias de resonancia y de anti-resonancia, según el modelo. Este tipo de modelado proporciona una mayor flexibilidad y accesibilidad en el análisis de transductores piezoeléctricos, ya que el elevado precio de los equipos necesarios para caracterizar los transductores piezoeléctricos, así como los gastos derivados de la formación requerida por el personal de laboratorio, es uno de los principales inconvenientes para investigar esta tecnología. Además, el tiempo requerido actualmente para realizar dichas caracterizaciones resulta elevado, por lo que a través de este tipo de modelado, sería posible obtener buenas estimaciones de la potencia que se podría obtener a la salida de un transductor piezoeléctrico en un tiempo inferior.

ANEXO



Contribuciones científicas

A continuación se presenta el artículo publicado en la XXIX edición del congreso EUROSENSORS.



ScienceDirect

Procedia
Engineeringwww.elsevier.com/locate/procedia

EUROSENSORS 2015

Maximizing harvested energy for linear vibration-based generators

X. Eguiluz^{a*}, J. Legarda^a, L. Mateu^b, H. Zessin^b, P. Spies^b^aDeustoTech - Deusto Institute of Technology / University of Deusto, Bilbao, Spain^bFraunhofer Institute for Integrated Circuits IIS, Nuremberg, Germany

Abstract

This work presents a new method that increases the energy conversion for linear vibration-based generators. Actually, these generators are chosen to have their resonance frequency equal to the ambient vibration frequency that provides the maximum power amplitude of the acceleration. Nevertheless, there is a resonance frequency at which the acceleration power amplitude is lower but the energy is substantially higher since ambient vibration signals have several frequency components. A new method performing a spectrogram analysis, which does not miss the temporal information, as the Discrete Fourier Transform (DFT) analysis does, is realized. Thus, the harvested energy is considered instead of the harvested power. The method presented in this paper is validated with several real experiments.

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>.

Peer-review under responsibility of the organizing committee of EUROSENSORS 2015

Keywords: Energy harvesting; piezoelectric generators; FFT; Spectrogram; Energy; Power

1. Introduction

Piezoelectric energy harvesting generators are becoming one of the most promising power source technologies for supplying autonomous low power electronic systems. They take advantage of motion and vibrations and, as literature points out, kinetic energy provides the most versatility and ubiquity in different scenarios [1].

The vibration signal sources are commonly characterized based on their peak acceleration and the frequency at which that peak takes place, so the piezoelectric generators (PEGs) and electrodynamic generators (EDGs) are tuned to this frequency [2-7]. This technique is correct for periodic signals, but this is not the case for real vibration signals that are varying both in amplitude and frequency [8, 9]. As the FFT algorithm is in the frequency domain, the

* Corresponding author. Tel.: +34 944 139 073

E-mail address: xabier.eguiluz@deusto.es

duration of the maximum power amplitude, which affects the energy, is unknown. The proposed method performs the spectrogram of the acceleration signal obtaining information about the frequency spectrum over time.

The structure of the paper is as follows: section 2 explains the procedure for selecting the most profitable resonance frequency. Section 3 details the experimental setup, both the methodology and the equipment used, for tuning the PEG at a certain resonance frequency. Finally, section 4 draws results and main conclusions.

2. Selection of the resonance frequency

PEGs have been chosen for showing the methodology presented in the paper for selecting the resonance frequency of the energy harvesting transducer. First, the analysis of the ambient acceleration signal is required. Thus, the acceleration data stored as a function of time has to be converted to the frequency domain. In order to achieve this, literature [3-7] suggests that the Fast Fourier Transform (FFT) algorithm displays the resonance frequency to which the PEG has to be tuned. This algorithm provides the instant spectrum of the acceleration signal. F_{iFFT} is the frequency with the maximum peak power.

Alternatively to the Discrete Fourier Transform (DFT), a Spectrogram analysis performs the Short Time Fourier Transform (STFT) algorithm that provides a sequence of spectrums. This analysis combines the Power Spectral Density (PSD) obtained at each frequency over time, providing a qualitative knowledge of the available mechanical energy at each frequency. F_{iSP} is the frequency with the highest value obtained from integrating the PSD over time.

Five MATLAB simulations are performed using data from the Energy Harvesting Network [8, 9] where the DFT and the Spectrogram analysis are carried out for each acceleration signal. Thus, F_{iFFT} and F_{iSP} frequencies are obtained and the qualitative knowledge of the available mechanical energy at each frequency is obtained through spectrogram, showing that the harvested energy at F_{iSP} is higher than at F_{iFFT} . Fig. 1 shows both analyses performed to the same acceleration signal. This simulated statement is validated through experiments comparing the harvested energy provided by two PEGs tuned to both frequencies for each input signal.

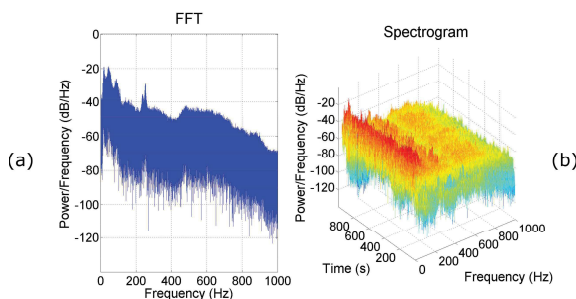


Figure 1: Fast Fourier Transform scaled to show the Power Spectral Density (a) and Spectrogram (b) of an acceleration signal measured in a car.

3. Experimental setup

The first step of the experimental setup consists in performing a first tuning of the PEG using different masses in order to locate the target frequencies (F_{iFFT} and F_{iSP}) between the resonance and the anti-resonance frequencies of the PEG. This process is performed through the calculation of the admittance loop of the PEG, which is measured with the equipment shown in Fig. 2-1.

The second step of the experimental setup is a second tuning process by changing the tip mass of the PEG again. An electrodynamic shaker excites the PEG with a sinus sweep near the target frequency. The amplitude of that mechanical vibration corresponds to the mean value of the ambient vibration signal in order to set the amplitude of

the signal as real as possible. The PEG is a programmable resistance in order to sweep and find the load resistor that provides the maximum output power. The equipment used is shown in Fig. 2-2.

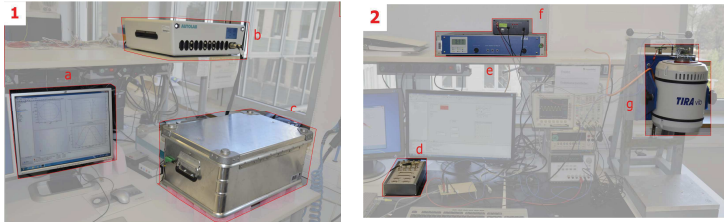


Figure 2. 1- Equipment used for the characterization of the PEG and performing the first tuning; (a) NOVA 1.10 software, (b) potentiostat/galvanostat -Autolab PGSTAT302N, (c) Faraday cage. 2- Equipment used for performing the second tuning and the testing with the real vibration signal: (d) dSPACE DS1104, (e) Power amplifier TIRA BAA120, (f) programmable resistance decade box, (g) Electrodynamic shaker TIRA S52110

The relevance of this second step is clarified by Fig. 3, where it is possible to distinguish how the resonance frequency of the PEG is affected by the amplitude of the acceleration signal and the resistance load [10]. For the comparison of the tunings performed, the mechanical vibration amplitude corresponds to the mean value of the ambient vibration signal that is being analysed. Fig. 3-a shows the behavior of the PEG after the first tuning, whereas the Fig. 3-b shows the behavior of the PEG after the second tuning. It is remarkable how the maximum power output obtained after a second tuning is located at the resonance frequency chosen since the power at the target resonance frequency after the first tuning is almost three times less than the maximum power achieved. Fig. 3(a) and (b) correspond to the first and the second sweep for the F_{FFT} frequency at the first experiment. At the top, the maximum power harvested at each frequency measured is shown. The text boxes indicate the power at the specific frequency, F_{FFT} in this case, and the ratio between the maximum power value and the value at the specific frequency.

Maximum Power: 268.469 μ W at Frequency measured: 22.2Hz Maximum Power: 314.552 μ W at Frequency measured: 23Hz

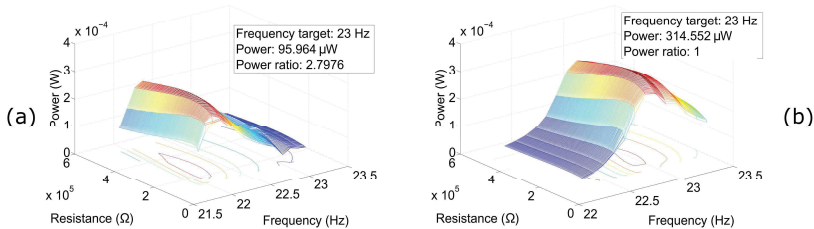


Figure 3. Comparison of the output power at the PEG, (a) after the tuning at the Impedance analyser and (b) after the tuning at the Shaker

Finally, the PEG is excited with a real ambient vibration signal and the harvested energy generated is measured. The experimental setup used for this part of the experiment is shown in Fig. 2-2. The real ambient vibration signal is replicated through a dSPACE DS1104 board connected to a power amplifier and the electrodynamic shaker. The optimal load, obtained as result of the second tuning, is connected to the PEG to obtain the maximum power at its resonance frequency. The power is saved over time in order to obtain the energy for the ambient vibration signal. This process is repeated for every F_{FFT} and F_{IS} of each experiment.

4. Results and conclusions

Table 1 shows the results obtained for the five experiments performed. For each experiment, the energy harvested by the piezoelectric generators with both resonant frequencies F_{FFT} and F_{SP} is measured, making a quantitative comparison possible. Measurements indicate an increase in the harvested energy between 15% and 1149% if the PEG is tuned at F_{SP} instead of at F_{FFT} .

The method proposed in this work is based on a Spectrogram analysis instead of a DFT analysis used by the traditional method. The results of this work prove that the use of a Spectrogram analysis, as part of the piezoelectric generator designing process, enhances the amount of energy recovered from a mechanical ambient vibration.

Table 1. Experiment results.

		Frequency (Hz)	Maximum Harvested Power (W)	Load resistance (Ω)	Harvested Energy (J)	Energy Increase with F_{SP}
Exp. 1. Van-Dashboard (x-axis)	F_{FFT}	23	9.60E-05	2.57E+05	1.76E-05	30%
	F_{SP}	29	1.81E-04	1.95E+05	2.29E-05	
Exp. 2. Van-Near air filter (x-axis)	F_{FFT}	32	5.58E-04	1.85E+05	1.46E-05	15%
	F_{SP}	29.25	4.11E-04	1.85E+05	1.68E-05	
Exp. 3. Ford Fiesta – Front suspension arm (y-axis)	F_{FFT}	44.31	5.12E-05	1.38E+05	3.80E-05	339%
	F_{SP}	41.99	7.02E-04	1.30E+05	1.67E-04	
Exp. 4. Van-Dashboard (y-axis).	F_{FFT}	46	2.25E-04	1.40E+05	8.49E-06	1149%
	F_{SP}	29	4.86E-04	1.87E+05	1.06E-04	
Exp. 5. Van-Wheel suspension (y-axis).	F_{FFT}	50	9.87E-04	1.10E+05	2.97E-06	128%
	F_{SP}	16.25	1.03E-03	3.26E+05	6.76E-06	

Acknowledgement

This contribution was supported by the Spanish Ministry of Industry as part of the project "TRANSIT, TSI-100103-2014-50".and the Bavarian Ministry of Economic Affairs and Media, Energy and Technology as a part of the Bavarian project "Leistungszentrum Elektroniksysteme (LZE)".

We would like to thank the University of Birmingham, "Mechanical energy scavenging for in-wheel sensors" and the University of Bristol/University of Southampton, "Next Generation Energy-Harvesting Electronics: Holistic Approach" for sharing all measurements performed to the EH Network Data Repository.

References

- [1] Mitcheson, P. D.; Yeatman, E. M.; Rao, G. K.; Holmes, A. S. & Green, T. C. Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices Proceedings of the IEEE, IEEE, 2008, 96, 1457-1486
- [2] Roundy, S.; Wright, P. K. & Rabaey, J. M. Energy scavenging for wireless sensor networks: with special focus on vibrations Springer, 2004
- [3] Ajitsaria, J.; Choe, S.-Y.; Shen, D. & Kim, D. Modeling and analysis of a bimorph piezoelectric cantilever beam for voltage generation Smart Materials and Structures, IOP Publishing, 2007, 16, 447
- [4] Du Toit, N. E. Modeling and design of a MEMS piezoelectric vibration energy harvester Massachusetts Institute of Technology, 2005
- [5] De Villiers, D. J. Hybrid energy harvesting system for a condition monitoring mote Cape Peninsula University of Technology, 2009
- [6] Priya, S. & Inman, D. J. Energy harvesting technologies Springer, 2008
- [7] Zhang, L.; Williams, K. A. & Xie, Z. Development and Validation of an Enhanced Coupled-Field Model for PZT Cantilever Bimorph Energy Harvester Mathematical Problems in Engineering, Hindawi Publishing Corporation, 2013, 2013.
- [8] University of Birmingham, "Mechanical energy scavenging for in-wheel sensors" [online]. Available: <http://www.birmingham.ac.uk/energy-wheel-sensors/>. Downloaded via The EH Network Data Repository (<http://eh-network.org/data>).
- [9] University of Bristol/University of Southampton, "Next Generation Energy-Harvesting Electronics: Holistic Approach" [online]. Available: <http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/>. Downloaded via The EH Network Data Repository (<http://eh-network.org/data>).
- [10] Twiefel, J.; Richter, B.; Sattel, T. & Wallaschek, Jb. (2008): Power output estimation and experimental validation for piezoelectric energy harvesting systems. Journal of Electroceramics, Springer, 20, 203-208

Bibliografía

- [AA14] Parvizso Aminov and Jai P Agrawal. Rf energy harvesting. In *Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2014 IEEE 64th*, pages 1838–1841. IEEE, 2014. 4
- [AAHHS12] Waleed Al-Ashtari, Matthias Hunstig, Tobias Hemsel, and Walter Sextro. Analytical determination of characteristic frequencies and equivalent circuit parameters of a piezoelectric bimorph. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 23(1):15–23, 2012. 12, 41, 42, 146
- [AAHHS13] Waleed Al-Ashtari, Matthias Hunstig, Tobias Hemsel, and Walter Sextro. Enhanced energy harvesting using multiple piezoelectric elements: Theory and experiments. *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 200:138–146, 2013. 42
- [ACSK07] Jyoti Ajitsaria, Song-Yul Choe, D Shen, and DJ Kim. Modeling and analysis of a bimorph piezoelectric cantilever beam for voltage generation. *Smart Materials and Structures*, 16(2):447, 2007. 52
- [AMMM⁺00] R Amirtharajah, S Meninger, JO Mur-Miranda, A Chandrakasan, and J Lang. A micropower programmable dsp powered using a mems-based vibration-to-electric energy conver-

- ter. In *Solid-State Circuits Conference, 2000. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2000 IEEE International*, pages 362–363. IEEE, 2000. 7
- [AS06] Todd A Anderson and Daniel W Sexton. A vibration energy harvesting sensor platform for increased industrial efficiency. In *Smart structures and materials*, pages 61741Y–61741Y. International Society for Optics and Photonics, 2006. 5
- [BDLV10] D Bouchouicha, F Dupont, M Latrach, and L Ventura. Ambient rf energy harvesting. In *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, pages 1–4, 2010. 3
- [BMF⁺11] David Boyle, Michele Magno, Brendan O Flynn, Davide Brunelli, Emanuel Popovici, and Luca Benini. Towards persistent structural health monitoring through sustainable wireless sensor networks. In *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2011 Seventh International Conference on*, pages 323–328. IEEE, 2011. 5
- [BTW06] SP Beeby, MJ Tudor, and NM White. Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement science & technology*, 17(12), 2006. 7, 13
- [Cad22] Walter Guyton Cady. The piezo-electric resonator. *Radio Engineers, Proceedings of the Institute of*, 10(2):83–114, 1922. 39
- [CGKD05] PJ Cornwell, J Goethal, J Kowko, and M Damianakis. Enhancing power harvesting using a tuned auxiliary structure. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16(10):825–834, 2005. 12

- [CRC⁺14] Renato Calìò, Udaya Bhaskar Rongala, Domenico Camboni, Mario Milazzo, Cesare Stefanini, Gianluca de Petris, and Calogero Maria Oddo. Piezoelectric energy harvesting solutions. *Sensors*, 14(3):4755–4790, 2014. 9
- [DPSF11] Giorgio De Pasquale, Aurelio Somà, and Federico Fraccarollo. Piezoelectric energy harvesting for autonomous sensor network on safety-improved railway vehicles. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, page 0954406211418158, 2011. 5
- [DT05] Noël Eduard Du Toit. *Modeling and design of a MEMS piezoelectric vibration energy harvester*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2005. 13, 52
- [DV09] Daniel Johannes De Villiers. *Hybrid energy harvesting system for a condition monitoring mote*. PhD thesis, Cape Peninsula University of Technology, 2009. 52
- [EI11] Alper Erturk and Daniel J Inman. *Piezoelectric energy harvesting*. Wiley.com, 2011. 13
- [EP05] Christine Evans-Pughe. Close encounters of the magnetic kind [near field communications]. *IEE Review*, 51(5):38–42, 2005. 3
- [Ert09] Alper Erturk. *Electromechanical modeling of piezoelectric energy harvesters*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009. 12
- [FZML14] Fei Fei, Shengli Zhou, John D Mai, and Wen Jung Li. Development of an indoor airflow energy harvesting system for

- building environment monitoring. *Energies*, 7(5):2985–3003, 2014. 4
- [GHG⁺14] Shuo Guo, Liang He, Yu Gu, Bo Jiang, and Tian He. Opportunistic flooding in low-duty-cycle wireless sensor networks with unreliable links. *Computers, IEEE Transactions on*, 63(11):2787–2802, 2014. 2
- [GSP⁺09] Daniel Guyomar, Gaël Sebald, Sébastien Pruvost, Mickaël Lallart, Akram Khodayari, and Claude Richard. Energy harvesting from ambient vibrations and heat. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 20(5):609–624, 2009. 13
- [GWLS14] Sudip Ghosh, Hsuan-Tsung Wang, and Walter D Leon-Salas. A circuit for energy harvesting using on-chip solar cells. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 29(9):4658–4671, 2014. 2
- [Hay91] Motomu Hayakawa. Electronic wristwatch with generator, March 19 1991. US Patent 5,001,685. 6
- [HBW99] Seon M Han, Haym Benaroya, and Timothy Wei. Dynamics of transversely vibrating beams using four engineering theories. *Journal of Sound and Vibration*, 225(5):935–988, 1999. 31, 39, 44
- [HTCP09] Duc Chinh Hoang, Yen Kheng Tan, Hock Beng Chng, and Sanjib Kurmar Panda. Thermal energy harvesting from human warmth for wireless body area network in medical healthcare system. In *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, pages 1277–1282. IEEE, 2009. 4

- [IEE66] IEEE. Methods of measurement for piezoelectric vibrators. *IEEE Standard No*, 177:19, 1966. 40, 42, 63
- [JPC05] Xiaofan Jiang, Joseph Polastre, and David Culler. Perpetual environmentally powered sensor networks. In *Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on*, pages 463–468. IEEE, 2005. 2
- [KFG⁺13] Kunihito Koumoto, Ryoji Funahashi, Emmanuel Guilmeau, Yuzuru Miyazaki, Anke Weidenkaff, Yifeng Wang, and Chunlei Wan. Thermoelectric ceramics for energy harvesting. *Journal of the American Ceramic Society*, 96(1):1–23, 2013. 4
- [LI74] Arno Lenk and Bernd Irrgang. *Elektromechanische systeme band 2: systirme mit verteilten parametern*. Verlag Technik, 1974. 41
- [LYH⁺05] Kris Lin, Jennifer Yu, Jason Hsu, Sadaf Zahedi, David Lee, Jonathan Friedman, Aman Kansal, Vijay Raghunathan, and Mani Srivastava. Helimote: enabling long-lived sensor networks through solar energy harvesting. In *Proceedings of the 3rd international conference on Embedded networked sensor systems*, pages 309–309. ACM, 2005. 2
- [Mal02] Nadim Maluf. An introduction to microelectromechanical systems engineering. *Measurement Science and Technology*, 13(2):229, 2002. 13
- [Mas35] WP Mason. An electromechanical representation of a piezoelectric crystal used as a transducer. *Radio Engineers, Proceedings of the Institute of*, 23(10):1252–1263, 1935. 39

- [Mat09] Loreto Mateu. *Energy harvesting from human passive power*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009. 9
- [MC07] Sanjit K Mitra and Gabriel Nagore Cázares. *Procesamiento de señales digitales: un enfoque basado en computadora*. McGraw-Hill, 2007. 55
- [MDJ⁺15] Deepak Mishra, Swades De, Soumya Jana, Stefano Basagni, Kaushik Chowdhury, and Wendi Heinzelman. Smart rf energy harvesting communications: challenges and opportunities. *Communications Magazine, IEEE*, 53(4):70–78, 2015. 3
- [MMMA⁺01] Scott Meninger, Jose Oscar Mur-Miranda, Rajeevan Amirtharajah, Anantha P Chandrakasan, and Jeffrey H Lang. Vibration-to-electric energy conversion. *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, 9(1):64–76, 2001. 7
- [MR00] F Moll and A Rubio. An approach to the analysis of wearable body-powered systems. In *proceedings of the MIXDES*, 2000. 5
- [MYR⁺08] Paul D Mitcheson, Eric M Yeatman, G Kondala Rao, Andrew S Holmes, and Tim C Green. Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices. *Proceedings of the IEEE*, 96(9):1457–1486, 2008. 2, 4, 5, 10, 12, 16
- [NMLC12] Prusayon Nintanavongsa, Ufuk Muncuk, David Richard Lewis, and Kaushik Roy Chowdhury. Design optimization and implementation for rf energy harvesting circuits. *Emerging*

- and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on*, 2(1):24–33, 2012. 3
- [OH95] Bernhard Obrist and Stefan Hegnauer. A microwave powered data transponder. *Sensors and Actuators A: Physical*, 46(1):244–246, 1995. 3
- [OWN98] Alan V Oppenheim, Alan S Willsky, and S Hamid Nawab. *Señales y sistemas*. Pearson Educación, 1998. 51
- [PI08] Shashank Priya and Daniel J Inman. *Energy harvesting technologies*. Springer, 2008. 2, 3, 13, 40, 52
- [PMdRC98] John G Proakis, Dimitris G Manolakis, Verónica Santalla del Rio, and José Luis Alba Castro. *Tratamiento digital de señales*, volume 3. Prentice Hall Madrid, 1998. 51, 53
- [PRT⁺08] Gyuhae Park, Tajana Rosing, Michael D Todd, Charles R Farrar, and William Hodgkiss. Energy harvesting for structural health monitoring sensor networks. *Journal of Infrastructure Systems*, 14(1):64–79, 2008. 5
- [Ray96] John William Strutt Baron Rayleigh. *The theory of sound*, volume 2. Macmillan, 1896. 32
- [ROC⁺03] Shad Roundy, Brian P Otis, Yuen-Hui Chee, Jan M Rabaey, and Paul Wright. A 1.9 ghz rf transmit beacon using environmentally scavenged energy. *optimization*, 4(2):4, 2003. 2
- [Rou03] Shadrach Joseph Roundy. *Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion*. PhD thesis, University of California, 2003. 17, 18

- [RSF⁺04] Shad Roundy, Dan Steingart, Luc Frechette, Paul Wright, and Jan Rabaey. Power sources for wireless sensor networks. In *Wireless Sensor Networks*, pages 1–17. Springer, 2004. 5
- [RTDA14] Nasrin Rezaei, Ahmadreza Tabesh, Rasoul Dehghani, and Arash Aghili. An efficient piezoelectric windmill topology for energy harvesting from low speed air flows. 2014. 4
- [RTHW06] Björn Richter, Jens Twiefel, Tobias Hemsel, and Jörg Wallaschek. Model based design of piezoelectric generators utilizing geometrical and material properties. In *IMECE2006*. ASME, 2006. 12, 41, 146
- [RTSW07] Björn Richter, Jens Twiefel, Thomas Sattel, and Jörg Wallaschek. Design method for piezoelectric bending generators in energy harvesting systems. In *The 14th International Symposium on: Smart Structures and Materials & Nondestructive Evaluation and Health Monitoring*, pages 652504–652504. International Society for Optics and Photonics, 2007. 41
- [RWP02] Shad Roundy, Paul K Wright, and Kristofer SJ Pister. Micro-electrostatic vibration-to-electricity converters. In *ASME 2002 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, pages 487–496. American Society of Mechanical Engineers, 2002. 7
- [RWR03] Shad Roundy, Paul K Wright, and Jan Rabaey. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer communications*, 26(11):1131–1144, 2003. 5
- [RWR04] Shad Roundy, Paul Kenneth Wright, and Jan M Rabaey. *Energy scavenging for wireless sensor networks: with special focus on vibrations*. Springer, 2004. 2, 3, 8, 13, 52

- [RZ05] Shad Roundy and Yang Zhang. Toward self-tuning adaptive vibration-based microgenerators. In *Smart Materials, Nano-, and Micro-Smart Systems*, pages 373–384. International Society for Optics and Photonics, 2005. 12
- [SAP⁺15] Fahira Sangare, Ali Arab, Miao Pan, Lijun Qian, Suresh K Khator, and Zhu Han. Rf energy harvesting for wsns via dynamic control of unmanned vehicle charging. In *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2015 IEEE*, pages 1291–1296. IEEE, 2015. 4
- [SCG⁺12] Yongfu Sun, Hao Cheng, Shan Gao, Qinghua Liu, Zhihu Sun, Chong Xiao, Changzheng Wu, Shiqiang Wei, and Yi Xie. Atomically thick bismuth selenide freestanding single layers achieving enhanced thermoelectric energy harvesting. *Journal of the American Chemical Society*, 134(50):20294–20297, 2012. 4
- [SET09] Winston KG Seah, Zhi Ang Eu, and Hwee-Pink Tan. Wireless sensor networks powered by ambient energy harvesting (wsn-heap)-survey and challenges. In *Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology, 2009. Wireless VITAE 2009. 1st International Conference on*, pages 1–5. Ieee, 2009. 2
- [SEWZ06] MH Schneider, JW Evans, PK Wright, and D Ziegler. Designing a thermoelectrically powered wireless sensor network for monitoring aluminium smelters. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part E: Journal of Process Mechanical Engineering*, 220(3):181–190, 2006. 4

- [SGIS10] Navin Sharma, Jeremy Gummesson, David Irwin, and Prashant Shenoy. Cloudy computing: Leveraging weather forecasts in energy harvesting sensor systems. In *Sensor Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON), 2010 7th Annual IEEE Communications Society Conference on*, pages 1–9. IEEE, 2010. 2
- [SKSS99] Shin-nosuke Suzuki, Tamotsu Katane, Hideo Saotome, and Osami Saito. A proposal of electric power generating system for implanted medical devices. *Magnetics, IEEE transactions on*, 35(5):3586–3588, 1999. 3
- [SL06] YC Shu and IC Lien. Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems. *Smart Materials and Structures*, 15(6):1499, 2006. 11
- [SP04] Thad Starner and Joseph A Paradiso. Human generated power for mobile electronics. *Low power electronics design*, 45:1–35, 2004. 5
- [TAS⁺14] Moritz Thielen, M Ataei, Patrick Streit, Alexis Boegli, Pierre-André Farine, and Christofer Hierold. Thermoelectric energy harvesting for energy autonomous active eeg electrodes. In *International Conference on Thermoelectrics-ICT2014*, number EPFL-CONF-203604, 2014. 4
- [Tie96] Jerome J Tiemann. Apparatus for converting vibratory motion to electrical energy, November 26 1996. US Patent 5,578,877. 6
- [Tim21] Stephan P Timoshenko. Lxvi. on the correction for shear of the differential equation for transverse vibrations of prismatic

- bars. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 41(245):744–746, 1921. 34
- [Tim22] Stephan P Timoshenko. X. on the transverse vibrations of bars of uniform cross-section. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 43(253):125–131, 1922. 34
- [Tim53] Stephen Timoshenko. *History of strength of materials: with a brief account of the history of theory of elasticity and theory of structures*. Courier Corporation, 1953. 31
- [TNC53] RW Traill-Nash and AR Collar. The effects of shear flexibility and rotatory inertia on the bending vibrations of beams. *The Quarterly Journal of Mechanics and Applied Mathematics*, 6(2):186–222, 1953. 39
- [TRSW08] Jens Twiefel, Björn Richter, Thomas Sattel, and Jörg Wallaschek. Power output estimation and experimental validation for piezoelectric energy harvesting systems. *Journal of Electroceramics*, 20(3-4):203–208, 2008. 41, 42, 69, 80
- [VD28] KS Van Dyke. The piezo-electric resonator and its equivalent network. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(6):742–764, 1928. 39
- [WBCS15] KX Wang, L Bu, JM Chen, and L Song. Frequency-tunable airflow energy harvester using variable aperture helmholtz resonator and piezoelectric cantilever. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), 2015 Transducers-2015 18th International Conference on*, pages 1945–1948. IEEE, 2015. 4

- [WCL⁺06] Wen-Jong Wu, Yu-Yin Chen, Bor-Shun Lee, Jyun-Jhang He, and Yen-Tun Peng. Tunable resonant frequency power harvesting devices. In *Smart Structures and Materials*, pages 61690A–61690A. International Society for Optics and Photonics, 2006. 12
- [WF09] Gang-Feng Wang and Xi-Qiao Feng. Timoshenko beam model for buckling and vibration of nanowires with surface effects. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 42(15):155411, 2009. 31
- [WJTY90] William Weaver Jr, Stephen P Timoshenko, and Donovan Harold Young. *Vibration problems in engineering*. John Wiley & Sons, 1990. 64
- [WSL⁺02] Brett Warneke, Michael D Scott, Brian S Leibowitz, Lixia Zhou, Colby L Bellew, J Alex Chediak, Joseph M Kahn, Bernhard E Boser, Kristofer SJ Pister, et al. An autonomous 16 mm 3 solar-powered node for distributed wireless sensor networks. In *Sensors, 2002. Proceedings of IEEE*, volume 2, pages 1510–1515. IEEE, 2002. 2
- [XWN⁺14] Liye Xiao, Peng Wang, Dusit Niyato, Dongkyu Kim, and Zhu Han. Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey. 2014. 3
- [YB02] Warren C Young and Richard G Budynas. *Roark's formulas for stress and strain*, volume 6. McGraw-Hill New York, 2002. 64
- [ZAHH15] Mohamed Y Zakaria, Mohammad Y Al-Haik, and Muhammad R Hajj. Experimental analysis of energy harvesting from

self-induced flutter of a composite beam. *Applied Physics Letters*, 107(2):023901, 2015. 4

[ZJTL14] Dan Zhao, Chenzhen Ji, C Teo, and Shihuai Li. Performance of small-scale bladeless electromagnetic energy harvesters driven by water or air. *Energy*, 74:99–108, 2014. 4

[ZWX13] Long Zhang, Keith A Williams, and Zhengchao Xie. Development and validation of an enhanced coupled-field model for pzt cantilever bimorph energy harvester. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 2013. 52

Esta tesis doctoral se terminó de escribir
en Bilbao el 30 de noviembre de 2015

