UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE
MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE LA GENERACIÓN
DE ENERGÍA ELÉCTRICA A PARTIR DE
MATERIALES PIEZOELÉCTRICOS

TESIS DOCTORAL

Manuel Vázquez Rodríguez
Ingeniero de Telecomunicación

2019

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA FÍSICA,
INGENIERÍA ELÉCTRICA Y FÍSICA APLICADA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE LA GENERACIÓN
DE ENERGÍA ELÉCTRICA A PARTIR DE
MATERIALES PIEZOELÉCTRICOS

TESIS DOCTORAL

Autor: Manuel Vázquez Rodríguez

Ingeniero de Telecomunicación

Directores:

Dr. José de Frutos Vaquerizo

Dr. Francisco Javier Jiménez Martínez

2019

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN
DPTO. DE ELECTRÓNICA FÍSICA, INGENIERÍA ELÉCTRICA Y FÍSICA
APLICADA

TESIS DOCTORAL

TÍTULO: Contribución al estudio de la generación de energía eléctrica a partir de materiales piezoeléctricos.

DOCTORANDO: D. Manuel Vázquez Rodríguez

DIRECTORES: D. José de Frutos Vaquerizo y D. Francisco Javier Jiménez Martínez

El día _____ de _____ de _____, el Magnífico y Excelentísimo Señor Rector de la Universidad Politécnica de Madrid, designó el siguiente Tribunal para evaluar la Tesis Doctoral arriba mencionada:

Presidente: _____

Secretario: _____

Vocal 1º: _____

Vocal 2º: _____

Vocal 3º: _____

Suplente 1º: _____

Suplente 2º: _____

Realizado el Acto de Lectura y Defensa de dicha Tesis Doctoral en Madrid, el día _____ de _____ de _____, en la E.T.S.I. Telecomunicación, el Tribunal acuerda otorgarle la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN: _____.

EL PRESIDENTE

EL SECRETARIO

LOS VOCALES

A mi madre

A mis hijos

In memóriam, A mi padre

Agradecimientos

La primera mención de gratitud es para mis directores, José de Frutos Vaquerizo y Francisco Javier Jiménez Martínez, que confiaron en mí para proponerme la realización de los trabajos de investigación que se han visto plasmados en esta Tesis Doctoral. Me habéis proporcionado la inestimable oportunidad de vincularme a un grupo de investigación en el que, junto a vosotros y a David, he disfrutado de un gran apoyo en lo material y en lo personal.

Asimismo, no puedo dejar de reconocer y agradecer el apoyo recibido de los compañeros del departamento de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación al que dedico mi actividad profesional en la Universidad Politécnica de Madrid como Profesor Titular de E. U. No quiero cometer la torpeza del olvido. En estas líneas estáis de forma singular todos los que alguna vez me habéis dedicado vuestros consejos y habéis pronunciado algo similar a y... la Tesis ¿cómo va?

Mi agradecimiento más entrañable y personal es para mi esposa, quien ha tenido el coraje de empujarme hacia delante cada vez que soportaba los momentos en que la Tesis chocaba terca y crudamente con todo lo demás.

Índice

Resumen.....	v
Abstract	vii
Índice de figuras	ix
Lista de acrónimos.....	xv
1. INTRODUCCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DE LA TESIS	1
1.1. Introducción	1
1.2. Marco de referencia: Contextualización y estado del arte	5
1.2.1. Principio de transducción electrostático.....	6
1.2.2. Principio de transducción electromagnético	8
1.2.3. Principio de transducción piezoeléctrico	10
1.2.4. Energy harvesting en carreteras	15
1.3. Justificación de la Tesis	17
1.4. Estructura de la Tesis	19
2. MATERIALES PIEZO-FERROELÉCTRICOS	21
2.1. Efecto piezoeléctrico directo e inverso.....	21
2.1.1. Clases cristalográficas y Piezoelectricidad	22
2.1.2. Materiales policristalinos	23
2.2. Teoría lineal de la piezoelectricidad.....	24
2.2.1. Consideraciones de tipo mecánico	24
2.2.2. Consideraciones de tipo eléctrico	25
2.2.3. Consideraciones de tipo piezoeléctrico	25
2.3. Piezoelectricidad en materiales cerámicos.....	29
2.3.1. Polarización	31
2.3.2. Propiedades piezoeléctricas de las cerámicas	32
2.3.3. Modos de vibración en materiales piezocerámicos.....	33
2.4. Estudio de efectos no lineales.....	35
2.4.1. Rotación de dominios.....	35
2.5. Cerámicas PZT	39
3. BANCO DE ENSAYOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES, SISTEMAS, SENSORES O ACTUADORES EN ENTORNOS DE TRÁFICO VIAL.....	43
3.1. Introducción	43
3.2. Simulador de tráfico rodado	45

3.2.1.	Arquitectura mecánica	45
3.2.2.	Prestaciones cinemáticas y dinámicas del simulador de tráfico rodado	53
3.3.	Matriz de conmutación electrónica	63
3.4.	Software de control.....	69
3.5.	Ejemplo de experimentación con los materiales piezoeléctricos utilizados en la Tesis Doctoral.....	73
4.	CARACTERIZACIÓN DE ELEMENTOS PIEZOELÉCTRICOS EN ENTORNOS VIALES Y MEDIANTE LA UTILIZACIÓN DEL BANCO DE ENSAYOS.	81
4.1.	Introducción	81
4.2.	Materiales piezoeléctricos utilizados.....	81
4.2.1.	Cables piezoeléctricos	81
4.2.2.	Cerámicas piezoeléctricas	83
4.3.	Consideraciones sobre el proceso de modelado	85
4.3.1.	Efecto del osciloscopio en las medidas	85
4.3.2.	Ensayos con cables piezoeléctricos en pruebas de campo	87
4.3.3.	Caracterización eléctrica del material piezoeléctrico cerámico.....	93
4.4.	Modelo eléctrico activo de un micro-generador piezoeléctrico obtenido mediante la medida de su respuesta a impactos periódicos aplicados con el banco de ensayos.....	97
4.4.1.	Modelado de los cables piezoeléctricos.....	97
4.4.2.	Modelado de cerámicas piezoeléctricas	107
5.	GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA Y APROVECHAMIENTO ENERGÉTICO	113
5.1.	Introducción	113
5.2.	Micro-generadores de energía eléctrica basados en cables piezoeléctricos.....	113
5.3.	Asociación de micro-generadores piezoeléctricos según topologías rectificadoras e interconexión eléctrica entre las mismas	116
5.3.1.	Polifásicas	117
5.3.2.	Paralelo.....	118
5.3.3.	Serie.....	121
5.4.	Discusión y validación del modelo asociativo de micro-generadores piezoeléctricos basados en cerámicas piezoeléctricas	125
5.4.1.	Topologías individuales	126
5.4.2.	Asociaciones	129
5.4.3.	Resumen.....	133
5.5.	Estudios complementarios sobre la capacidad de generación de energía eléctrica	137
5.5.1.	Efecto de la tasa de tráfico.....	137
5.5.2.	Efecto de la amplitud de la señal piezoeléctrica	140
5.5.3.	Caso práctico de aplicación. Generación a gran escala.....	142

5.6.	Sistema de <i>harvesting</i> con acoplo directo a LTC3588.....	143
5.6.1.	Introducción	143
5.6.2.	Circuito	143
5.6.3.	Resultados obtenidos.....	147
5.6.4.	Pasos de diseño	165
6.	CONCLUSIONES, LÍNEAS FUTURAS Y PUBLICACIONES	167
6.1.	Introducción	167
6.2.	Conclusiones.....	167
6.3.	Líneas de trabajo futuras.....	168
6.4.	Publicaciones en relación con la Tesis	169
	Referencias.....	173

Resumen

La presente Tesis Doctoral se centra en la investigación de la capacidad para producir energía eléctrica de los materiales de tipo piezoeléctrico cuando se encuentran sometidos a estimulación mecánica procedente del tráfico vial. Los sistemas de conversión eficiente de la energía eléctrica que es capaz de generar este tipo de materiales son tratados bajo el enfoque de la tecnología de reciente aparición conocida como *energy harvesting*. Se aborda de este modo un campo de investigación que pretende modelar los dispositivos piezoeléctricos y los sistemas de *harvesting* basados en ellos para obtener de forma cuantificable sistemas micro-generadores de energía eléctrica capaces de proveer alimentación eléctrica autónoma a sistemas de bajo consumo de potencia.

Se ha realizado el diseño completo de un sistema original que dote a la parte práctica de investigación de un nuevo instrumento de laboratorio que de forma automatizada permita realizar ensayos con los elementos piezoeléctricos y los sistemas *harvesting* de generación de energía eléctrica simulando el entorno vial.

Mediante la propuesta de modelos tanto para los elementos piezoeléctricos como para los sistemas micro-generadores, se han generalizado conclusiones de escalabilidad para las asociaciones de dichos elementos y sistemas, verificables mediante la realización de un número reducido de ensayos prácticos.

Se tratan aspectos como la influencia de la instrumentación de medida sobre los resultados recogidos del comportamiento eléctrico de los micro-generadores o la contribución de parámetros tales como la tasa de tráfico o la amplitud de la tensión piezoeléctrica en la prospección de generación a gran escala, así como el comportamiento de un sistema de *harvesting* aplicado al entorno reproducible en el laboratorio de investigación.

Abstract

This Doctoral Thesis focuses on the research on the capacity to produce electrical energy from piezoelectric materials subjected to mechanical stimulation from road traffic. The efficient conversion of electrical energy generated by this type of material forms part of the new technology known as energy harvesting. The research aims to model the piezoelectric devices and the harvesting systems on which they are based in order to obtain quantifiable micro-electric power systems capable of providing an autonomous power supply to low power systems.

An original laboratory instrument has been designed, allowing to perform automated tests on the piezoelectric devices and the harvesting systems in a simulated road traffic environment.

By proposing models for both piezoelectric elements and micro-generator systems, scalability conclusions have been made for the association of these elements and systems, verifiable through a reduced number of practical tests.

This Doctoral Thesis analyzes the influence of instrumentation systems on the results of the electrical behavior of the micro-generators, the influence of parameters such as the traffic rate or the amplitude of the piezoelectric voltage in the large-scale generation, and the behavior of a harvesting system applied to the reproducible environment in the research laboratory.

Índice de figuras

FIG. 1.- Tecnologías harvesting [1]	2
FIG. 2.- Termogeneradores: Principio de funcionamiento (izq) [3] y Ejemplos de micro-termogeneradores (dcha) [4]	3
FIG. 3.- Circuito termogenerador basado en LTC3108.....	3
FIG. 4.- Array de harvesters RF [5]	4
FIG. 5.- Esquema simplificado de transductor electrostático [6].....	6
FIG. 6.- Diagrama del generador mecánico vibratorio [7]	7
FIG. 7.- Topologías para convertidores electrostáticos. (a) Con solape en el mismo plano, (b) Con separación en el mismo plano, (c) Con separación fuera del plano [9].....	8
FIG. 8.- (a) Transductor electrostático con estructura de tipo peine [10], (b) Transductor electrostático con estructura Out-of-plane [11].....	8
FIG. 9.- Transductor electromagnético de un grado de libertad [12]	9
FIG. 10.- (a) Fotografía del chip EH en capsulado DIP. (b) Esquema del dispositivo MEMS electromagnético multifrecuencia [17].....	9
FIG. 11.- Estructura de viga en voladizo o cantilever [9].....	10
FIG. 12.- Modos 33 y 31 [8]	12
FIG. 13.- Electrodo interdigitado [35]	12
FIG. 14.-Estructura "L-shaped" [42]	13
FIG. 15.- Estructura biestable con dos imanes permanentes [43]	13
FIG. 16.- Vista superior de un ensayo con un tercer imán adicional a la estructura biestable [45]	14
FIG. 17.- Dispositivo híbrido [46].....	14
FIG. 18.- Interacción de la punta de prueba con un nanohilo piezoeléctrico y potencial generado [48]	14
FIG. 19.- Banco de ensayos para harvesting piezoeléctrico en aplicaciones ferroviarias [52] ...	15
FIG. 20.- Fuentes de energy harvesting en carreteras [56]	16
FIG. 21.- Efecto piezoeléctrico directo	21
FIG. 22.- Efecto piezoeléctrico inverso.....	22
FIG. 23.- Notación de los ejes.....	27
FIG. 24.- Estructura cristalina tipo Perovskita	30
FIG. 25.- Polarización espontánea de una cerámica piezoeléctrica	30
FIG. 26.- Dominios y proceso de polarización	31
FIG. 27.- Rotación de los dominios inducida por un campo $E \geq E_c$	36
FIG. 28.- Ciclos de histéresis P-E y S-E	37
FIG. 29.- Efecto de la tensión y compresión mecánica sobre los dominios	38
FIG. 30.- Gráficas de despolarización mecánica inducida	39
FIG. 31.- Diagrama de fases del PZT	40
FIG. 32.- (a) Parámetros de la red a temperatura ambiente. (b) factor de acoplo electromecánico y permitividad dieléctrica	40
FIG. 33.- Diagrama funcional.....	43
FIG. 34.- Diagrama de bloques del banco de ensayos	44
FIG. 35.- Ensayo en realización.....	45
FIG. 36.- Alzado del simulador de tráfico (figura superior) y detalle de la plataforma fija (figura inferior).	46
FIG. 37.- Características de las ruedas industriales.....	46

FIG. 38.- Pieza de acople entre la plataforma giratoria y el eje hueco de salida de la reductora	47
FIG. 39.- Alzado con cotas (en cm) del simulador de tráfico	47
FIG. 40.- Planta de la plataforma rotatoria	49
FIG. 41.- Vista superior de ensayos sobre cables piezoeléctricos.....	51
FIG. 42.- Vista de los canales bajo el bloque motor-reductora.....	51
FIG. 43.- Ensayos sobre elementos en cavidades. Automóvil (izda.), camión de 5 ejes (dcha.).	52
FIG. 44.- Elementos piezoeléctricos alojados en cavidades superficiales en el camino R ₆₁	52
FIG. 45.- Ángulo mínimo entre ejes.....	52
FIG. 46.- Características Par-velocidad con Par de carga constante (flujo magnético constante)	55
FIG. 47.- Relación entre la frecuencia de línea generada por el equipo variador y su tensión de control (consigna) (a) Variador en circuito abierto, (b) Conectado a un motor de 1/2 CV sin carga mecánica acoplada, (c) Conectado al motor de 1 CV del banco de ensayos en funcionamiento.	56
FIG. 48.- Gráfica tensión-frecuencia del equipo variador.	57
FIG. 49.- (a) Masas adicionales sobre uno de los ejes en ensayos con cables piezoeléctricos en el camino R ₇₅ , apreciándose un soporte sin masas (b) Detalle del soporte con 3 pesas deportivas como masa suplementaria.	59
FIG. 50.- Gráfica Par-velocidad típica	59
FIG. 51.- Caja reductora	61
FIG. 52.- Estimación del factor de servicio	62
FIG. 53.- Características de las reductoras disponibles para motores de 2 pares de polos y 0,75 kW	62
FIG. 54.- Diagrama funcional del Hardware Electrónico de Harvesting.....	64
FIG. 55.- Placa HEH.....	65
FIG. 56.- Gráficas V-I de las salidas digitales de la DAQ a nivel alto.....	67
FIG. 57.- Diseño del circuito de excitación de los relés.....	67
FIG. 58.- Hardware Electrónico de Harvesting (HEH).....	68
FIG. 59.- Diagrama de bloques del VI.....	69
FIG. 60.- Metodología empleada en los ensayos	70
FIG. 61.- Máquina de estados	71
FIG. 62.- Configuración de "Platform Parameters"	73
FIG. 63.- Pantallas de configuración: "PCB Relay Connections" (izda.) y "Test Parameters" (dcha.)	74
FIG. 64.- Tensión en los PDUT en el osciloscopio (izda.). Adquisición del canal 3 en el VI (dcha.)	74
FIG. 65.- Módulo generador de las componentes de Fourier	75
FIG. 66.- Señal adquirida y señal reconstruida a partir de 299 tonos según el cálculo de error por amplitud < 2%.....	76
FIG. 67.- Señal adquirida y reconstruida mediante #Tones (200) & Filtered (45 Hz)	76
FIG. 68.- Espectro de las señales original y reconstruidas según los diferentes métodos de cálculo	77
FIG. 69.- Generadores de Fourier del modelo del PDUT.....	77
FIG. 70.- Módulo de simulación SPICE	78
FIG. 71.- Resultados de simulación SPICE	79
FIG. 72.- Resultados del ensayo	80
FIG. 73.- Cables piezoeléctricos.....	82

FIG. 74.- Tensión recogida en dos cables piezoeléctricos al paso de un automóvil	83
FIG. 75.- Despiece del encendedor piezoeléctrico	84
FIG. 76.- Instalación en el banco de ensayos	84
FIG. 77.- Esquema equivalente de la sonda de medida conectada al osciloscopio	86
FIG. 78.- Impedancias medidas y equivalente de la impedancia total.....	86
FIG. 79.- Criterio de selección de modelo serie o paralelo	87
FIG. 80.- Experimentación con cables piezoeléctricos aéreos	88
FIG. 81.- Instalación de cables piezoeléctricos enterrados con 6 m de separación en la autovía A1	89
FIG. 82.- Detalle de la superficie de la calzada en la zona sobre un cable enterrado.....	89
FIG. 83.- Captura obtenida para camión de 5 ejes.....	89
FIG. 84.- Captura en dos cables consecutivos para vehículo automóvil	89
FIG. 85.- Proceso de instalación de cables piezoeléctricos enterrados en un vial del Campus Sur-UPM	90
FIG. 86.- Toma de medidas en la instalación del Campus Sur	91
FIG. 87.- Grupo de cables abiertos: A1 (canal 1), A2 (canal 2), A3 (canal 3) y A5 (canal 4). Respuestas al paso de vehículo automóvil	92
FIG. 88.- Grupo de cables cerrados: C1, C2, C3 y C5. Respuestas al paso de vehículo automóvil	92
FIG. 89.- Grupo de cables abiertos: A1, A2, A3 y A5. Respuestas al paso de un autobús de la EMT	92
FIG. 90.- Grupo de cables cerrados: C1, C2, C3 y C5. Respuestas al paso de un autobús de la EMT	92
FIG. 91.- Grupo de cables cerrados: C1 (canal 1) y C2 (canal 2) y abiertos: A1 (canal 3) y A5 (canal 4). Respuestas al paso de vehículo automóvil.....	92
FIG. 92.- Módulo de la impedancia del elemento piezoeléctrico	95
FIG. 93.- Fase de la impedancia.....	95
FIG. 94.- Capacidad (Cpz)	96
FIG. 95.- Resistencia (Rpz)	96
FIG. 96.- Modelo eléctrico del micro-generador cerámico piezoeléctrico	97
FIG. 97.- Ensayo sobre cables piezoeléctricos sin amplificación mecánica (ejes a $\beta=22^\circ$)	97
FIG. 98.- Ensayo sobre cables piezoeléctricos con amplificación mecánica (ejes a $\beta=90^\circ$)	97
FIG. 99.- Modelo eléctrico equivalente de un micro-generador basado en cable piezoeléctrico	98
FIG. 100.- Ensayo con cuatro cables sin amplificación mecánica	99
FIG. 101.- Ensayo sobre un cable	99
FIG. 102.- Relación entre tensión medida y velocidad de revolución en ensayos sin amplificación mecánica.....	100
FIG. 103.- Relación entre tensión medida y velocidad de revolución en ensayos con amplificación mecánica	101
FIG. 104.- Circuito equivalente para el cálculo de Vpz.....	101
FIG. 105.- (a) Tensión Vo medida en el osciloscopio, (b), (c) Espectros de la tensión medida Vo, (d), (e) Espectro de la tensión generadora Vpz, (f) Simulación de Vo obtenida con el modelo comparada con la tensión medida, (g) Tensión que en condiciones de circuito abierto generaría el cable piezoeléctrico.....	104
FIG. 106.- Espectros de amplitud y fase correspondientes a Vo y Vpz para una selección de velocidades de los ensayos sin amplificación mecánica.	105

FIG. 107.- Espectros de amplitud y fase correspondientes a V_o y V_{pz} para una selección de velocidades de los ensayos con amplificación mecánica.....	107
FIG. 108.- Tensiones V_o en los cuatro elementos piezoeléctricos y sus respectivos espectros de amplitud en un ensayo a 58 km/h	108
FIG. 109.- Espectros de las señales V_o y V_{pz} del elemento piezoeléctrico marcado como #1 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h	109
FIG. 110.- Espectros de las señales V_o y V_{pz} del elemento piezoeléctrico marcado como #2 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h	110
FIG. 111.- Espectros de las señales V_o y V_{pz} del elemento piezoeléctrico marcado como #3 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h	110
FIG. 112.-Espectros de las señales V_o y V_{pz} del elemento piezoeléctrico marcado como #4 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h	111
FIG. 113.- Tensión obtenida utilizando un circuito rectificador en puente de diodos según el tipo de diodo	114
FIG. 114.- Modelo eléctrico del cable piezoeléctrico	114
FIG. 115.- Tensión registrada en el condensador en régimen permanente en un ensayo con cable piezoeléctrico (izda.) y tensión registrada con el banco de ensayos detenido (dcha.) ...	116
FIG. 116.- Asociación rectificadora polifásica en estrella de n puntas.....	117
FIG. 117.- Asociación rectificadora polifásica en polígono de n lados	118
FIG. 118.- Asociación paralelo de puentes rectificadores	118
FIG. 119.- Tensión acumulada en función de las asociaciones de diferentes topologías rectificadoras y tipos de diodos	119
FIG. 120.- Evolución de la tensión acumulada para n circuitos en paralelo	120
FIG. 121.- Tensión acumulada para los ensayos con amplificación mecánica y en exterior con cable sobre el asfalto	120
FIG. 122.- (a) Asociación en serie de dos conjuntos de 5 Bloques jerárquicos asociados en paralelo. (b) Detalle de un bloque jerárquico conteniendo 16 micro-generadores asociados en paralelo	121
FIG. 123.- Tensión acumulada en asociaciones paralelo de 80 micro-generadores y en asociaciones serie para diferentes modelos obtenidos para cables piezoeléctricos	122
FIG. 124.- Curvas de regulación y potencia para asociaciones serie de 2 conjuntos de 80 micro-generadores asociados en paralelo.....	123
FIG. 125.- Resultados de cerámicas piezoeléctricas con topología rectificadora de puente de diodos.....	127
FIG. 126.- Extensión del segundo tramo de la curva de regulación para cerámicas piezoeléctricas conectadas a puentes rectificadores con filtrado capacitivo.....	128
FIG. 127.- Resultados de cerámicas piezoeléctricas con topología rectificadora de dos diodos	129
FIG. 128.- Asociación paralelo de micro-generadores cerámicos.....	130
FIG. 129.- Extensión del tramo 2 para asociaciones paralelo de micro-generadores	131
FIG. 130.- (a) Asociación paralelo de rectificadores en puente (b) Asociación paralelo de circuitos dobladores (c) Circuito eléctrico equivalente lineal de las asociaciones en paralelo de micro-generadores piezoeléctricos.....	132
FIG. 131.- Resultados de simulación y de los ensayos para una velocidad simulada de 59 km/h. (a) y (c): Topología rectificadora de puente de diodos. (b) y (d): Topología rectificadora dobladora	134
FIG. 132.- Tensión registrada y simulada en función del tiempo para diferentes topologías rectificadoras.....	135

FIG. 133.- Obtención práctica de los parámetros característicos del circuito de harvesting para asociación de rectificadores en puente	136
FIG. 134.- Obtención práctica de los parámetros característicos del circuito de harvesting para asociación de rectificadores en topología dobladora	136
FIG. 135.- Dependencia de los parámetros característicos con la tasa de tráfico para rectificación en puente de diodos.....	139
FIG. 136.- Relación de los parámetros característicos en función de q . Topología dobladora de tensión.....	139
FIG. 137.- Dependencia de los parámetros característicos con el factor de amplificación de tensión VF para rectificación en puente de diodos	140
FIG. 138.- Relación de linealidad entre $P_{m\acute{a}x}$ y q variando VF.....	141
FIG. 139.- Dependencia de los parámetros característicos con el factor de amplificación de tensión VF para rectificación dobladora	141
FIG. 140.- Diagrama de bloques interno del circuito integrado LTC3588	144
FIG. 141.- Formas de onda de conmutación	146
FIG. 142.- Esquema del circuito regulador de energía DC/DC	147
FIG. 143.- Módulo HEH en conexión al circuito de aplicación	147
FIG. 144.- Simulación del circuito de aplicación con LTC 3588-1	148
FIG. 145.- Detalle de la conmutación a ráfagas y activación de la señal PGOOD	149
FIG. 146.- Detalle de la corriente por la carga	150
FIG. 147.- Rendimiento del 35881.....	150
FIG. 148.- Tensiones de entrada y salida con el 35882	151
FIG. 149.- Definición de tiempos de alimentación de la carga.....	152
FIG. 150.- Consumo de corriente de entrada del 3588-1 en el transitorio de arranque (superior). Modelo equivalente según simulación del 3588-1 hasta alcanzar V_{UVLO_R} (inferior)	154
FIG. 151.- Linealización por tramos y circuitos equivalentes del 3588-1 en el arranque según datos de catálogo	154
FIG. 152.- Transitorio de arranque para el circuito con 3588-1 y valores de $C_{in}=100\mu F$ y $C_{out}=1mF$	156
FIG. 153.- Circuito equivalente para el transitorio inicial de carga de C_{in}	156
FIG. 154.- Medida de V_{in} en el circuito con 3588-1	160
FIG. 155.- Medida de V_{in} en el circuito con 3588-2 (parte 1)	160
FIG. 156.- Medida de V_{in} con el circuito con 3588-2 (parte 2)	160
FIG. 157.- Medida de la tensión en el condensador de entrada con circuito basado en 3588-1 (superior) y 3588-2 (inferior)	161
FIG. 158.- Circuitos equivalentes de entrada según tramo del 3588-2.....	161
FIG. 159.- Modelo equivalente general por tramos para las medidas prácticas de V_{in}	162
FIG. 160.- Comparación de la tensión en el transitorio inicial según medidas reales con sonda diferencial.....	162
FIG. 161.- Señal de habilitación PGOOD para el 3588-1 (superior) y el 3588-2 (inferior)	163
FIG. 162.- Señal de habilitación PGOOD (canal 1) y tensión en la resistencia de sensado de la corriente de carga (canal 2)	163

Lista de acrónimos

CV: Caballo de vapor
DC/DC: Direct Current / Direct Current
DPDT: Double-pole double-throw
EMT: Empresa Municipal de Transportes de Madrid
HP: Horse Power
IMD: Intensidad Media Diaria Anual
IoT: Internet of Things
LCD: Liquid Cristal Display
MEMS: Microelectromechanical Systems
MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor
MPB: Morphotropic Phase Boundary
PDUT: Piezoelectric Device Under Test
PVDF: Fluoruro de Polivinilideno
PWM: Pulse Width Modulation
PZT: Zirconato Titanato de Plomo
RFID: Radio Frequency Identification
rpm: revoluciones por minuto
SOI: Silicon on Insulator
SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TTL: Transistor Transistor Logic
UPC: Universidad Politécnica de Cataluña
UPM: Universidad Politécnica de Madrid
UTM: Universal Test Machine
USB: Universal Serial Bus
UVLO: Under Voltage Lock-Out
VI: Virtual Instrument
WSN: Wireless Sensor Network

CAPÍTULO 1

Introducción y
justificación de la Tesis

1. INTRODUCCIÓN Y JUSTIFICACIÓN DE LA TESIS

1.1. Introducción

En la fecha de redacción de la presente memoria de Tesis Doctoral resulta un lugar común la preocupación creciente por los aspectos medioambientales a nivel mundial. Conceptos como “cambio climático” o “gases de efecto invernadero” se han convertido en cotidianos en los medios de comunicación y por extensión, en el acervo popular. En el modelo de generación de la energía eléctrica que la actividad humana necesita consumir, se están abriendo hueco venciendo resistencias del modelo clásico, las llamadas “energías limpias” o “energías alternativas”, cuya característica común más importante es su reducida huella de carbono. Este concepto mide el equivalente en masa de la energía necesaria para la realización de cualquier actividad humana productiva si se utilizaran combustibles fósiles como carbón, petróleo o gas natural que conlleva al realizar su combustión con el oxígeno la emisión a la atmósfera de CO₂.

Entre las energías renovables destacan por su nivel de implantación la hidráulica, la eólica y la solar en sus variantes térmica y fotovoltaica. Por contextualizar, a nivel español, según el informe anual de Red Eléctrica Española¹ correspondiente a 2017 el porcentaje correspondiente a la cobertura de la demanda de energía eléctrica en el sistema peninsular procedente de la parte eólica resultó ser del 18,4 %, un 7,1 % lo aportó la hidráulica, un 3,1 % la solar fotovoltaica y un 2,1 % la solar térmica. Si se compara con las cifras de 2016 se comprueba un ligero crecimiento de la eólica y la fuerte dependencia meteorológica de la hidráulica, habiendo sido sus aportaciones del 14,6 % en el caso de la eólica y del 19,3 % de la hidráulica, permaneciendo la aportación de la solar en un 5,2 % como consecuencia del estancamiento provocado por decisiones políticas en su implantación en los últimos años. Es evidente que tanto el despliegue de estas técnicas de generación de energía eléctrica como la actividad de investigación en dichas energías renovables que consiga rentabilizar su eficiencia, tiene todavía un amplio recorrido hasta poder reducir las tasas de emisiones de CO₂ a los niveles cada vez más restrictivos que fijan los acuerdos internacionales y que, como es también sabido, quedan año tras año lejos de cumplirse.

En relación a esta inquietud medioambiental se han desarrollado técnicas de generación de energía renovable a un nivel que podríamos denominar como micro o nano generación y que persigue la alimentación de dispositivos portátiles o, en general, de bajo consumo energético que además puedan reducir su dependencia, o incluso eliminarla, de los acumuladores químicos de energía eléctrica, debido fundamentalmente a dos factores, por un lado a los residuos generados en su desecho que agravan los problemas medioambientales y por otra parte a su escasísima evolución en cuanto a incrementar sustancialmente la densidad de energía que son capaces de aportar las diferentes tecnologías empleadas en estos acumuladores eléctricos. Con este enfoque, se han desarrollado las técnicas que han sido objeto de interés en la presente Tesis, conocidas como *energy harvesting* o *energy scavenging* que en su denominación sajona se ha introducido con mayor predominio que *cosechamiento de energía* o *recolección de energía* y que podemos definir como la generación de energía eléctrica de forma renovable a partir de

1

http://www.ree.es/sites/default/files/11_PUBLICACIONES/Documentos/InformesSistemaElectrico/2017/inf_sis_elec_ree_2017.pdf

fuentes energéticas primarias de origen natural o procedentes de la propia actividad humana. Esta energía presente en el ambiente se utilizará para proporcionar alimentación a dispositivos con bajo consumo de potencia como pueden ser dispositivos electrónicos portátiles, la electrónica *wearable*, dispositivos IoT, o redes de sensores inalámbricas. De forma que estos dispositivos puedan ser autónomos con pequeña o nula dependencia de su alimentación a partir de baterías. Son ejemplos de estas técnicas la conversión en energía eléctrica de las ya clásicas energías solares o eólica, o a partir de energía mecánica procedente de vibraciones, presión o impactos, generados de forma natural o por la actividad humana con sus medios de locomoción o mediante las máquinas empleadas en actividades domésticas o industriales. Otras fuentes de energía para los dispositivos de *harvesting* son la energía térmica o el espectro radioeléctrico producido nuevamente por la actividad humana.

En la FIG. 1 se presenta de forma gráfica una clasificación de las diferentes tecnologías *harvesting*.

FIG. 1.- Tecnologías *harvesting* [1]

Brevemente se pueden destacar algunas características de cada fuente de energía primaria. A partir de la energía lumínica que en exteriores la proporciona la radiación solar, se encuentran las densidades de potencia mayores, así en [2] se estima en $15000 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, lo que justifica su utilización en la producción de energía eléctrica con centrales fotovoltaicas o solares térmicas. La densidad de potencia cae hasta $6 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ con iluminación de interiores, lo que indica el interés de aplicación a dispositivos que aprovechen las tecnologías de ultra bajo consumo con sistemas de alimentación de *energy harvesting* para sistemas de redes de sensores inalámbricos en edificios por ejemplo.

La generación de energía eléctrica a partir de una fuente primaria térmica tiene aplicación en las centrales geotérmicas utilizando agua del interior de la corteza terrestre a temperaturas que pueden alcanzar los 400°C dependiendo de la profundidad del acuífero. En el entorno de las aplicaciones *harvesting* se trata de aplicar el efecto Seebeck en módulos termogeneradores como se representa en la FIG. 2. Estos generadores térmicos utilizan, a diferencia de los termopares que se conforman mediante dos metales, materiales semiconductores conectados eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo. La diferencia entre las energías cinéticas de los portadores de carga de los extremos frío y caliente crea en un material semiconductor de

tipo n una acumulación de carga negativa en su extremo frío, mientras que en los materiales de tipo p, se produce la acumulación de portadores de carga positiva (huecos) en el extremo frío, creando un potencial positivo. La principal debilidad de esta técnica de generación de potencial eléctrico es el bajo valor que se obtiene, así aproximadamente con un gradiente térmico de 40° C el potencial será del orden de 1 V, lo que conlleva a disponer de superficies bastante grandes para colocar disipadores que aumenten el gradiente.

FIG. 2.- Termogeneradores: Principio de funcionamiento (izq) [3] y Ejemplos de micro-termogeneradores (dcha) [4]

Uno de los circuitos integrados más implementados en este tipo de *harvesters* es el LTC3108. Se trata de una topología DC/DC resonante elevadora, al incorporar en su entrada un transformador elevador para aumentar el bajo valor de tensión que se produce en los módulos termogeneradores. En la FIG. 3 se presenta el circuito típico de aplicación para alimentar una celda de un sistema WSN.

FIG. 3.- Circuito termogenerador basado en LTC3108

Sobre la idea de recolectar energía de las emisiones de radio frecuencia que diariamente se emiten a la atmósfera por emisores como son las estaciones y repetidores de radio y televisión, estaciones base y nodos de telefonía celular, así como otros emisores de menor intensidad como son los routers WiFi, se han desarrollado algunos dispositivos integrados destacando los ofrecidos por Powercast². Se puede indicar que sobre esta idea los precursores son los sistemas

² <http://www.powercastco.com/our-products/>

de identificación RFID, de entre todos los tipos existentes, los predominantes a día de hoy constan de un sistema lector que emite entre los 902-920 MHz la energía suficiente para que a una distancia que no superará la decena de metros, un receptor de tipo pasivo sea capaz de aprovechar una parte de esa energía recibida para alimentarse y emitir información por radiofrecuencia que le identifica. Adicionalmente, se están desarrollando sistemas cargadores inalámbricos para teléfonos celulares. El estándar Qi es el resultado del consorcio formado por varios desarrolladores³ que tratan de normalizar esta variante de cargadores. En cuanto a las aplicaciones que se engloban dentro de las tecnologías *harvesting* el inconveniente más importante es resolver el compromiso entre ancho de banda y la ganancia de la antena receptora. Así, si se pretende recolectar energía de la mayor cantidad posible de fuentes emisoras, se debe ampliar el ancho de banda con la consiguiente reducción del factor de calidad Q de la red adaptadora de impedancia y la disminución a su vez de la ganancia entre la antena y la entrada de la etapa rectificadora. Una alternativa resulta ser la asociación serie o paralelo de etapas adaptadas a las distintas bandas de telefonía celular o televisión digital como se presenta en la FIG. 4.

FIG. 4.- Array de harvesters RF [5]

Faltaría en esta breve introducción comentar la fuente de energía primaria mecánica. Dado que es la fuente utilizada en los desarrollos de la presente Tesis Doctoral se tratará con más extensión seguidamente.

Para finalizar esta revisión general, en la Tabla 1 se recogen los enlaces de algunas de las compañías más destacadas entre las que desarrollan transductores adaptados para *energy harvesting*.

Tabla 1.- Compañías fabricantes de transductores para harvesting

Transductores fotovoltaicos	Transductores termoelectricos	Transductores de vibración piezoeléctricos	Transductores de vibración electromagnéticos
Ixys Corp www.ixys.com Solaronix www.solaronix.com	Marlow Industries Inc. www.marlow.com Laird Technologies www.lairdtech.com Micropelt www.micropelt.com Ferrotec https://termal.ferrotec.com	Mide Technology www.mide.com Morgan Technical Ceramics www.morgantechnicalceramics.com Piezo Systems Inc. www.piezo.com	Ferro Solutions, Inc www.ferrosi.com Perpetuum www.perpetuum.com

³ <https://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/>

	Perpetua Power Source Technologies Inc. www.perpetuapower.com Termo-Gen AB www.termo-gen.com	Smart Material Corp. www.smart-material.com Measurement Specialties, actualmente en TE Connectivity http://www.te.com/usa-en/products/brands/meas.html?tab=pgp-story Physik Instrumente (PI) GmbH https://www.physikinstrumente.com/en/products/piezoelectric-transducers-actuators/	
--	---	---	--

1.2. Marco de referencia: Contextualización y estado del arte

El marco de los estudios presentados en la presente Tesis Doctoral se encuentra en la utilización de transductores de tipo piezoeléctrico para optimizar la conversión a energía eléctrica de la energía primaria procedente de la energía mecánica asociada al tráfico rodado en carreteras.

En la bibliografía científica relativa a *energy harvesting* se encuentran numerosas referencias donde la energía primaria es de tipo cinético, abriéndose tres campos principales en función del principio físico que se utiliza para realizar su transformación a energía eléctrica. Estos son:

1. Electrostático
2. Electromagnético
3. Piezoeléctrico

En todos ellos el origen predominante de la fuente primaria mecánica es de tipo vibratorio. Sin embargo en el marco de la presente Tesis, la naturaleza vibratoria no se manifiesta, siendo la transmisión de la presión ejercida en la superficie de la vía o la respuesta a los impactos producidos por el tránsito sobre los transductores piezoeléctricos el origen de la excitación mecánica a considerar.

Se va a estructurar este punto realizando en primer lugar una revisión del estado del arte de las aportaciones que versan sobre los transductores en un contexto vibratorio.

Asimismo, atendiendo al tamaño de los dispositivos de *harvesting* se pueden clasificar en escala nanométrica donde se emplean nanohilos piezoeléctricos, escala submilimétrica donde se encuentran los dispositivos MEMS, empleándose en su fabricación técnicas estándar litográficas y, escala macrométrica/mesométrica que emplea componentes discretos estándar con el objetivo de obtener mayores potencias.

1.2.1. Principio de transducción electrostático

Los dispositivos de *harvesting* basados en el principio electrostático aprovechan el movimiento relativo entre placas conductoras separadas por un material dieléctrico para obtener una variación de la capacitancia, que se traducirá en dos tipos de dispositivos: los que mantienen constante la carga obteniéndose un aumento de la tensión, o bien los que mantienen la tensión constante dando lugar a un incremento de la carga.

En la FIG. 5 se presenta un ejemplo [6] del esquema simplificado de un generador electrostático basado en el mecanismo de carga constante.

FIG. 5.- Esquema simplificado de transductor electrostático [6]

El ciclo de funcionamiento para este circuito de bomba de carga se resume así:

En primer lugar, los electrodos del condensador que admite movimiento de sus placas (C_v) se encuentran en su posición más próxima, teniéndose en este caso, según la Ec. 1 (siendo $\epsilon_0 = 8,8541878176 \times 10^{-12} \text{ C}^2/\text{Nm}^2$ la permitividad dieléctrica en el vacío, ϵ_r la permitividad dieléctrica relativa del material dieléctrico entre las placas, A la sección de las placas y d la distancia entre ellas), el valor máximo para su capacidad ($C_{\text{máx}}$), aquí se conecta mediante el conmutador SW1 la fuente de tensión de polarización V_{in} que proporciona la carga constante controlando el tiempo en el que se activa el conmutador. Posteriormente se desactiva SW1, teniéndose en los condensadores la tensión mínima, según la Ec. 2. Al alejarse los electrodos, la capacidad alcanzará su valor mínimo ($C_{\text{mín}}$) y, según la Ec. 2, se tendrá la tensión máxima. Es en este punto

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \quad \text{Ec. 1}$$

$$C = \frac{Q}{V} \quad \text{Ec. 2}$$

$$E = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot Q^2 \cdot \left(\frac{1}{C_{\text{mín}}} - \frac{1}{C_{\text{máx}}}\right) \quad \text{Ec. 3}$$

de máxima separación de las placas cuando se transmite la energía por ciclo, dada por la Ec. 3, a la capacidad de almacenamiento (C_{stor}) mediante la activación del segundo conmutador SW2.

Como la fuente de energía mecánica es de origen vibratorio en estos dispositivos de *harvesting*, es necesario introducir en este punto el modelo del sistema de conversión electromecánico general de Williams y Yates, presentado en la FIG. 6 [7], donde el sistema inercial consiste en una masa m y un muelle de coeficiente de elasticidad k . Este modelo lineal sencillo se usa para explicar la conversión de vibración mecánica en energía eléctrica y es únicamente válido cuando tanto el coeficiente de amortiguamiento como el de elasticidad tienen un comportamiento lineal respecto a la velocidad y al desplazamiento respectivamente. El coeficiente de

amortiguamiento se representa en la figura por d , siendo la suma del coeficiente de amortiguamiento mecánico (d_m) y del coeficiente de amortiguamiento inducido eléctrico (d_e).

FIG. 6.- Diagrama del generador mecánico vibratorio [7]

La excitación mecánica externa se supone en la mayoría de la literatura como sinusoidal y viene dada según la Ec. 4, donde Y_o es su amplitud.

$$y(t) = Y_o \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ec. 4}$$

$$m \cdot \ddot{z}(t) + (d_m + d_e) \cdot \dot{z}(t) + k \cdot z(t) = -m \cdot \ddot{y}(t) \quad \text{Ec. 5}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad \text{Ec. 6}$$

$$P_e(\omega) = \frac{1}{2} \frac{d_e}{(d_e + d_m)} m^2 \omega_n^4 Y_o^2 \quad \text{Ec. 7}$$

La ecuación diferencial del sistema se escribe según la segunda ley de Newton en la Ec. 5, donde $z(t)$ representa la acción de la parte elástica e $y(t)$ el desplazamiento de entrada. La máxima energía se obtendrá teóricamente cuando la pulsación de la excitación mecánica ω coincida con la pulsación natural, ω_n , del sistema mecánico dada por la Ec. 6. Aplicando esta situación óptima, la Ec. 7 determinaría la potencia que se podría obtener, donde los respectivos coeficientes d_m y d_e vendrán dados por los diferentes generadores electrostáticos [8].

El inconveniente claro de este tipo de técnica es la necesidad de disponer de una fuente de tensión externa (V_{in} en la FIG. 5). La solución a este problema la proporciona el transductor electret que dispone de una polarización inicial permanente. El tamaño de fabricación se presta a su integración en dispositivos MEMS, siendo las topologías presentes las recogidas en la FIG. 7, en (a) *In-plane overlap type*, la capacitancia cambia al modificarse el área de solape entre las púas de la estructura tipo peine que forman las placas del condensador, en (b) *In-plane gap closing type*, el cambio en la capacitancia se produce al variar la separación entre las placas y en (c) *Out-of-plane gap closing type*, la capacitancia cambia al variar la separación entre los dos electrodos de gran dimensión. En [8] se discuten las ventajas e inconvenientes de cada opción, destacando la opción (c) para obtener la mayor capacitancia aunque presenta el mayor amortiguamiento mecánico pudiéndose producir un fenómeno de adhesión entre sus electrodos.

Un ejemplo de realización de la topología presentada en la FIG. 7 (b) se presenta en la FIG. 8 (a) en la que se aplica la variación de la capacitancia mediante la vibración de una masa de 0,1 mg suspendida de un muelle de 1 mm de longitud obteniéndose una gran influencia de la resistencia de carga aplicada sobre la potencia extraída.

Entre las aportaciones que implementan la topología de la FIG. 7 (c) se presenta la estructura mostrada en la FIG. 8 (b) donde la capacitancia varía al moverse la masa “Proof mass” de la figura, obteniéndose una potencia máxima de 0,15 μW aplicando una aceleración de 1 g a 98 Hz.

1.2.2. Principio de transducción electromagnético

Mediante el movimiento relativo entre un imán permanente y un arrollamiento inductivo y por aplicación de la ley de Faraday, Lenz (Ec. 8) se produce un potencial, e , en la bobina de número de espiras N al variar el flujo magnético ϕ con el tiempo.

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad \text{Ec. 8}$$

En la FIG. 9 se reproduce una de las implementaciones más frecuentes entre este tipo de transductores. La generación se produce al transmitirse el movimiento exterior vibratorio al generador que presenta un imán permanente conectado a una estructura elástica, permitiendo la variación de campo magnético en el interior del solenoide.

FIG. 9.- Transductor electromagnético de un grado de libertad [12]

Despreciando la contribución gravitatoria e idealizando la impedancia del *harvester*, las ecuaciones que rigen este sistema serán las Ec. 9, siendo la primera la que modela el comportamiento dinámico de la masa y la segunda la que describe la conversión electromecánica.

$$m\ddot{z} + d\dot{z} + kz = -\alpha V_L - m\ddot{y} \quad \text{Ec. 9}$$

$$\dot{V}_L + \omega_c V_L = \delta_c \omega_c \dot{z} \quad \text{Ec. 10}$$

$$P_e = \frac{Y_o^2}{2R_L} \left| \frac{m\delta_c \omega_c j\omega}{(\omega_c + j\omega)(-m\omega^2 + j\omega d + k) + \alpha\delta\omega_c j\omega} \right|^2$$

En las Ec. 9, m es la masa, d es el coeficiente de amortiguamiento mecánico, k el coeficiente de elasticidad, V_L es la tensión en la carga R_L y $\alpha = B_z l / R_L$, con l la longitud del devanado y B_z la inducción magnética. Siendo $\omega_c = R_L / L_e$ la frecuencia de corte característica y $L_e = \mu_0 N^2 \pi R^2 / h_b$ la autoinducción del devanado. Finalmente $\delta_c = B_z l$.

Considerando que la excitación mecánica sea sinusoidal según la Ec. 4, en la Ec. 10 se tiene la expresión para la potencia eléctrica transmitida a la resistencia de carga R_L .

En las referencias [13], [14], [15] se encuentran diferentes aproximaciones de diseño usando este principio de conversión. En el caso de [16] se presenta como novedad una estructura con dos grados de libertad.

Debido a la drástica reducción de la intensidad de campo magnético en los imanes a escala submilimétrica esta tecnología presenta dificultades de implementación para los dispositivos MEMS, no obstante en [17] se describe una topología formada por un imán permanente y una estructura circular suspendida sobre un chip MEMS de *energy harvesting*, siendo tres frecuencias las óptimas para su funcionamiento, a 840 Hz se consigue un funcionamiento out-of-plane, a 1070 Hz un funcionamiento torsional y a 1490 Hz un funcionamiento en modo in-plane, con unas densidades de potencia anunciadas de 0,157, 0,014 y 0,117 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ respectivamente en cada modo y frecuencia. En la FIG. 10 se presenta este desarrollo.

(a)

(b)

FIG. 10.- (a) Fotografía del chip EH en capsulado DIP. (b) Esquema del dispositivo MEMS electromagnético multifrecuencia [17]

Son los dispositivos macrométricos, los que dada la mayor robustez de esta técnica, han tenido más implantación, como son los ejemplos del fabricante Perpetuum, citado en la Tabla 1, con aplicaciones que incluye el sector ferroviario, donde se aprovechan las vibraciones en el bogie de las unidades ferroviarias para accionar el generador. En [18] se experimenta en el mismo campo de aplicación con idea de alimentar sensores del convoy produciendo un pico de potencia de 1,71 mW en los ensayos efectuados en el laboratorio.

1.2.3. Principio de transducción piezoeléctrico

En el capítulo siguiente se hará una revisión exhaustiva de las propiedades de los materiales piezoeléctricos. En este punto se realiza una revisión de los transductores cuyo principio de funcionamiento es la utilización de un material de esa naturaleza.

Mediante la utilización de la piezoelectricidad como principio físico de transducción, se obtiene una polarización eléctrica al aplicar al material una presión (*stress*) que a su vez lo deforma (*strain*).

La estructura comúnmente adoptada en las aplicaciones con fuente mecánica vibratoria es la estructura de *cantilever* o viga en voladizo, tal y como se reproduce en la FIG. 11 en la que se dispone de dos capas de material piezoeléctrico y una masa adicional en el extremo libre. Estas dos capas de material experimentan deformaciones de signos opuestos, lo que provoca la generación de tensión como se indica en la figura. Al estar sometida a oscilación, la tensión generada es alterna. Sobre esta estructura se han desarrollado numerosos trabajos destacando entre los más recientes por su interés en aplicar configuraciones más novedosas como es la adición de estructuras magnetoelásticas y sometiendo al conjunto a excitaciones aleatorias [19].

Debido al reducido tamaño de estas estructuras su frecuencia de resonancia mecánica es mucho más alta que la predominante en el ambiente en las aplicaciones prácticas, por lo que se justifica la necesidad de suplementar en el extremo del *cantilever* una masa adicional con el objetivo de reducir la frecuencia de resonancia y amplificar la generación de tensión en el piezoeléctrico [20]. Desde los inicios del siglo XXI se suscitó un notable interés por esta técnica reflejándose en el incremento en el número de publicaciones indexadas en la Web of Science.

FIG. 11.- Estructura de viga en voladizo o cantilever [9]

Para realizar una síntesis de las diferentes aportaciones sobre resonadores piezoeléctricos se presenta la información revisada extractada de [21] en la Tabla 2.

Tabla 2.- Generadores piezoeléctricos

Potencia máxima (μW)	Frecuencia (Hz)	Aceleración (m/s^2)	Tensión (V)	Referencia	Año de publicación
3,98	229	-	3,93	[22]	2008
2	80	-	1,2	[23]	2001
375	120	2,5	-	[24]	2004
1,8E3	2580	18,36	-	[25]	2005
586,3	107	2,5	2,627	[26]	2007
222	107	2,5	3,428	[26]	2007
2,16	608	9,8	0,898	[27]	2006
0,136	97	1,96	1	[28]	2015
650	1700	-	-	[29]	2006
0,32	183,8	7,36	0,101	[30]	2009
0,12	125	1,96	-	[31]	2015
2,15	461,15	19,6	-	[32]	2008
2,7E4	150	9,8	17	[33]	2011
60	572	19,6	-	[34]	2009
1,4	870	9,8	1,6	[35]	2009
2,675	255,9	24,5	1,792	[36]	2009
1,288	214	19,6	2,292	[36]	2009
1	1,39E4	-	2,4	[37]	2005
2,45E-5	976	10	-	[38]	2009
115,2	113	2,5	8,6	[39]	2013
5,3	126	5	2,6	[40]	2010

Entre los primeros trabajos se encuentra el dispositivo desarrollado en [23], de 23 mm de anchura con forma trapezoidal que generaba $3\mu\text{W}$ resonando a 80 Hz con un desplazamiento de la punta móvil de 0,8 mm. El trabajo [24] se proporcionaba alimentación de forma intermitente a un radiotransmisor desde un *cantilever* rectangular de 1 cm^3 resonando a 120 Hz, extrayéndose una potencia de $375\mu\text{W}$ permitiendo un ciclo de trabajo de transmisión del 1,6%.

Entre los trabajos iniciales compatibles con la tecnología MEMS se tiene el desarrollo de [37]. Este prototipo entregó en su primer punto de resonancia a 13,9 kHz, una potencia continua de $1\mu\text{W}$, generándose sobre una resistencia de carga de $5,2\text{ M}\Omega$ 2,4 V de tensión continua. El tamaño del dispositivo *cantilever* era de $170\mu\text{m} \times 260\mu\text{m}$ y se demostraba cómo la configuración del modo 33 era capaz de extraer 20 veces más tensión que el modo 31 para el mismo tamaño de *cantilever*. En la FIG. 12 se representan ambos modos de excitación del material piezoeléctrico para aclarar este concepto.

En [36] se comparan dos realizaciones diferentes de generadores MEMS. El excitado en el modo 31 obtiene inferior tensión de circuito abierto ($2,675\text{ V}_{pp}$) que el diseño para el modo 33 ($4,127\text{ V}_{pp}$), no obstante el diseño del modo 31 realizado disponiendo el PZT a modo de sándwich entre electrodos obtiene mayor potencia máxima ($2,765\mu\text{W}$) que el diseño para el modo 33 ($1,288\mu\text{W}$) realizado con electrodos interdigitados en la parte superior.

FIG. 12.- Modos 33 y 31 [8]

En [32] se aporta un material PZT multicapa sobre una oblea de SOI con la novedad de disponer como masa en el extremo del *cantilever* una porción del propio silicio, así la frecuencia de resonancia se redujo hasta 183,8 Hz y con una amplitud de la aceleración de 0,75g ($g = 9,81 \text{ m/s}^2$) se extrajeron 0,32 μW de potencia media.

Para incrementar la potencia generada se desarrollaron prototipos con dos o tres capas de material PZT conectadas en serie para incrementar la tensión, en [35] además se adopta también la forma interdigitada para los electrodos, reproducida en la FIG. 13 consiguiendo elevar la potencia máxima en condiciones de carga óptima hasta 1,4 μW .

FIG. 13.- Electrodo interdigitado [35]

Algunas investigaciones se han centrado en la modificación de la forma del *cantilever*, así en [41] desarrollado en la UPC, se realiza un estudio comparativo entre la clásica forma rectangular y la triangular manteniendo longitud y espesores, destacando la forma triangular en cuanto a su mayor deformación y producción de energía para una misma excitación mecánica. En el caso de [42], se reproduce en la FIG. 14 la disposición de una nueva estructura en forma de L, con el objetivo de encontrar dos frecuencias de resonancia próximas y así aumentar el ancho de banda del dispositivo *harvester*, se propone la aplicación al tren de aterrizaje en vehículos no tripulados consiguiendo mejores prestaciones que las alcanzadas en un trabajo previo (2007) en la Universidad de Dayton que utilizaba formas curvadas.

En cuanto al material, en [34] se utiliza nitruro de aluminio (AlN) en lugar de PZT como material piezoeléctrico debido a su mejor comportamiento a la hora de realizar la fabricación del dispositivo a nivel microelectrónico. Se prueban varias realizaciones, todas ellas de menos de 1 cm² obteniéndose un máximo de 60 μW con una aceleración de 2g a una frecuencia de 572 Hz. En este trabajo se investiga la influencia del desplazamiento de la masa inercial, disponiendo de hasta 400 μm para ello.

En [28] se diseñó una estructura que consigue resultados en las frecuencias predominantes de forma natural (por debajo de 100 Hz) con una masa rectangular sujeta por dos puentes flexibles. El material piezoeléctrico es de AlN y se recogieron los resultados resumidos en la Tabla 2. Se simuló el cambio de material a PZT, estimando una potencia cercana a 3,1 μW frente a los 136 nW recogidos en el prototipo ensayado.

Uno de los puntos de interés más recientes se encuentra en la optimización e incremento del ancho de banda en el que son especialmente eficaces estos dispositivos, ampliándolo en base a la introducción de no linealidades en el sistema. Una estructura muy estudiada se observa en la FIG. 15. Se añade un imán permanente en el extremo libre del *cantilever* para que se enfrente provocando la repulsión con otro imán permanente que se encuentra fijo en la estructura.

FIG. 15.- Estructura biestable con dos imanes permanentes [43]

En el caso de [44] se estudia una modificación de la anterior estructura introduciendo dos imanes permanentes fijos y se realiza un amplio estudio acerca de la influencia de la separación entre los imanes permanentes y el móvil adosado al *cantilever* sobre la mejora en su ancho de banda, así como el valor óptimo de la resistencia que recoge la potencia generada por el elemento piezoeléctrico según se varía la separación entre los imanes.

No obstante si la operación biestable se ve perturbada por excitaciones débiles se ve penalizada la capacidad de recolección de energía. Para mitigar este comportamiento en [45] se introduce un tercer imán fijo de menor tamaño que los otros dos enfrentándolo a la posición de reposo del *cantilever*. En la FIG. 16 se aprecia una fotografía en un ensayo obteniéndose una mejora sustancial ante excitaciones débiles en comparación con la estructura biestable de dos imanes.

FIG. 16.- Vista superior de un ensayo con un tercer imán adicional a la estructura biestable [45]

Una aportación híbrida que combina los dispositivos piezoeléctricos y los electromagnéticos se presenta en [46] donde se recoge una potencia máxima de $40,62 \mu\text{W}$ a $55,9 \text{ Hz}$ y aceleración de $0,2g$, dato que supera a las realizaciones individuales. Su estructura incluye como masa en el extremo libre del *cantilever* un imán de Neodimio que fluctúa sobre la bobina situada en la parte inferior del dispositivo. En la FIG. 17 se adjunta esquema del dispositivo y gráficas de la potencia recogida de forma independiente e híbrida.

FIG. 17.- Dispositivo híbrido [46]

En la escala nanométrica los dispositivos que la implementan son nanohilos piezoeléctricos. El primer desarrollo de un generador nanopiezoeléctrico se remonta a 2006 [47] realizándose la excitación de los mismos mediante un punta de prueba conductiva de un microscopio de fuerza atómica. En la FIG. 18 se muestra una representación del paso de la punta de prueba y la magnitud de la tensión generada en el nanohilo. El punto de contacto del metal con el nanohilo crea un contacto de tipo Scottky que realiza la rectificación provocando la presencia de tensión sobre una resistencia de carga.

FIG. 18.- Interacción de la punta de prueba con un nanohilo piezoeléctrico y potencial generado [48]

El reto consiste en incrementar a miles de nanohilos activos procurando que su orientación sea adecuada. Se han utilizado estructuras en zig-zag para el electrodo que emularía a la punta de prueba del microscopio, o usar nanohilos de forma cónica que consigue un alineamiento con un ángulo hacia abajo en cada capa. Utilizando la forma cónica se realizó un generador multicapa

para alimentar un display LCD [49]. Este mismo grupo presentó una aplicación pensada para insertarse en un neumático para su posible uso como medidor de presión, velocidad y peso [50].

Si se centra el interés en dispositivos macrométricos, se presenta en [51] un dispositivo *harvester* para el aprovechamiento del movimiento de las olas mediante elementos piezoeléctricos de tipo *cantilever* adosados a una boya, de modo que el movimiento transversal del mar acciona el dispositivo. En el trabajo referenciado se afirma la posibilidad de poder extraer 24 W utilizando *cantilevers* de 1m de longitud adosados a una boya de 20 m.

En el entorno de las aplicaciones vinculadas al aprovechamiento de las vibraciones generadas al paso de un convoy ferroviario se concluye en [52] la generación de 100 mW y una tensión en circuito abierto en el generador piezoeléctrico de entre 50 y 70 V realizando ensayos en un simulador de laboratorio que se presenta en la FIG. 19 para reproducir el efecto del paso de una rueda sobre el dispositivo colocado bajo las traviesas (*sleeper*) de la línea férrea.

1-Load plate, 2- load car, 3-Wheel, 4-Rail, 5-Sleeper, 6-ballast bed, 7-Mounting Base, 8-Oscillographic recorder, 9-IPC, 10-Piezoelectric vibrator components

FIG. 19.- Banco de ensayos para harvesting piezoeléctrico en aplicaciones ferroviarias [52]

Un estudio más reciente [53], estima utilizando los datos registrados al paso de una unidad Inter City 125 circulando a 195 km/h en una línea ferroviaria británica, que de forma teórica al aplicarlos sobre el modelo lineal presentado en la FIG. 6, se obtendría una energía por unidad de masa proporcional al cuadrado de la aceleración y al cuadrado de la duración del estímulo vibratorio. En el caso concreto de la unidad ferroviaria cuyos datos se presentan se traduciría en 0,25 J/kg para una frecuencia de 17 Hz, con un desplazamiento relativo de la masa de 5 mm.

Otro de las fuentes mecánicas que se han estudiado es la generada por el movimiento humano, así en [54] se presenta un implante para el calzado que mediante la acción de la pisada y un accionamiento hidráulico se presione un cilindro de material piezoeléctrico PZT de 0,5 cm³ con un aprovechamiento medio de $5,7 \pm 2,2$ mW/kg de masa corporal. En el trabajo de [55] se dispone en una zapatilla deportiva de un material flexible de PVDF bajo la plantilla y de un elemento dimorfo de PZT bajo el talón. La generación de 1,3 mW de potencia continua se recoge con una frecuencia de pisada de 0,8 Hz.

1.2.4. Energy harvesting en carreteras

Debido al marco de aplicación de la presente Tesis Doctoral merece tratamiento aparte la revisión de aportaciones relacionadas con el tráfico vial. En la FIG. 20 se resume de forma gráfica las contribuciones de fuentes de energía posibles que pueden encontrarse en la literatura científica reciente sobre *energy harvesting* en el entorno de una carretera [56].

FIG. 20.- Fuentes de energy harvesting en carreteras [56]

Sin entrar en el detalle de las múltiples aplicaciones, estudios teóricos y simulaciones efectuadas sobre la aplicación de las diversas fuentes de energía natural que se representan en la anterior figura, se resume a continuación algunas ideas generales.

La primera referencia sobre la implantación de paneles fotovoltaicos en una carretera es un prototipo de la Federal Highway Administration estadounidense en 2009. Otra interesante aplicación implantada por primera vez en 1989 en Suiza es la construcción de barreras acústicas con paneles solares en los márgenes de carreteras muy transitadas colindantes con núcleos urbanos residenciales. La primera aplicación de colectores solares térmicos se encuentra en Suiza implantada en 1994 consiguiendo una elevación de 3 °C en la temperatura de la superficie del asfalto en invierno. Precisamente estas tecnologías al encontrarse implantadas se puede afirmar que tienen, o han tenido, un fuerte soporte por parte de la industria y los gobiernos.

Las aplicaciones de los materiales piezoeléctricos al entorno vial se encuentran en un estadio de madurez y de soporte industrial o gubernamental bajo/medio [56], concentrándose prácticamente toda la actividad a nivel de investigación en Universidades con escaso apoyo industrial. No obstante llama la atención el incremento en la relación de contribuciones que en los últimos años se han publicado sobre este tópico. En la Tabla 3 se resume una selección de las aportaciones publicadas en el actual decenio que tratan sobre la aplicación de elementos piezoeléctricos en carreteras.

Tabla 3.- Relación de publicaciones sobre harvesting en carreteras con elementos piezoeléctricos. Revisión desde 2010 en adelante

Año de publicación	Aportación	Referencia
2010	Estudio teórico y de simulación mediante elementos finitos de la aplicación del encapsulado tipo Cymbal para materiales piezoeléctricos. Generación de 1,2 mW a 20 Hz por paso de vehículo individual	[57]
2012	Mediante elementos finitos se estudian diversos encapsulados de piezoeléctricos para implantación en asfalto. Destacan Cymbal y Bridge por su razonable eficiencia en conversión de energía y rigidez similar a la del asfalto	[58]
2015	Se estudian tres opciones de encapsulado Bridge: arch, arc y trapezoidal para minimizar la fractura del material piezoeléctrico por fatiga. Se concluye como óptimo para enterrar en asfalto el arch Bridge generando 286 V con 0,7 MPa de presión	[59]

2016	Se mide directamente sobre un resistor la respuesta eléctrica de un prototipo formado por 4, 8 ó 16 cilindros piezoeléctricos sometándolo a ensayos de compresión uniaxial en laboratorio	[60]
2018	Se complementa el trabajo [60] comparando con una nueva disposición en pila de 11 elementos. Se anuncia una producción en el primero de 360 Wh y de 171 Wh en el segundo anualmente	[61]
2016	Basado en los trabajos de tesis doctoral (2014) del primer autor en la que se realiza un estudio muy interesante sobre la degradación de los piezoeléctricos. Instalación real en carretera de EEUU sobre la que se miden 3,106 mW con un aprovechamiento del 14% de la presión ejercida	[62]
2016	Se presentan dos prototipos, el primero con 25 elementos y el segundo con uno. De las medidas de potencia de las pruebas de laboratorio y suponiendo 30000 vehículos de tráfico diario, en un año el primer prototipo produciría 9,66 Wh y el segundo 240,95 Wh	[63]
2016	Se presenta una modificación de una estructura Cymbal partiendo en 7 secciones el material piezoeléctrico y asociándolas en paralelo produce en pruebas de laboratorio 2,1 mW sobre una resistencia de 400 kΩ	[64]
2016	Se prueba con ensayos de laboratorio usando una máquina de prueba universal (UTM) un harvester formado por la asociación de <i>cantilevers</i> para poder insertarse en una carretera. Se presentan 184 μW cuando se optimiza la resistencia de carga de forma empírica a 70 kΩ	[65]
2016	Se realizan pruebas en laboratorio (Wheel tracking tests) para escalar los resultados suponiendo tráfico continuo. Se recomienda ajustar el tipo de material y la geometría del dispositivo piezoeléctrico según la velocidad y distancia entre vehículos para maximizar la potencia extraída	[66]
2017	Se utilizan láminas de PVDF como material piezoeléctrico asociando hasta 60 en paralelo. Se someten a ensayo generando 200 mW de potencia instantánea. Se muestra la viabilidad de usar material flexible.	[67]
2017	Se presenta una nueva estructura intercalando una capa de material piezoeléctrico entre dos capas de asfalto conductivo. Se prueba en una UTM obteniendo 1,2 mW	[68]
2018	Un prototipo de 12 arrays de piezoeléctricos cilíndricos apilados obtiene en pruebas reales de carretera tensión suficiente (entre 250 y 400 V) para encender paneles formados por diodos LED en serie al paso del vehículo de prueba	[69]

1.3. Justificación de la Tesis

De la revisión del estado del arte efectuada previamente cabe destacar que el campo para el desarrollo de dispositivos que realicen un aprovechamiento eficiente de la energía mecánica que se imprime al asfalto por el tráfico rodado está suscitando gran interés entre la comunidad científica que desarrolla investigación en el campo del *energy harvesting*. Se aprecia un reducido

conjunto de soluciones donde se realizan pruebas en condiciones reales de tráfico rodado. Esta apreciación coincide con las estimaciones recogidas en el informe [70] preparado para la Comisión de Energía de California en 2014 que establece una inversión de entre 600.000 y 1.000.000 de dólares para cubrir los costes de un proyecto que aborde ensayos de laboratorio, pruebas aceleradas y ensayos de campo en un tiempo de entre dos y tres años, para llevar con éxito un sistema de harvesting como el planteado. De aquí la enorme dificultad de encontrar investigaciones que validen sus conclusiones con instalaciones reales.

Se ha apreciado una carencia importante respecto al modelado del comportamiento eléctrico de los materiales piezoeléctricos en su aplicación a entornos viales. Tampoco se estudia la influencia de los aparatos de medida sobre los resultados de aprovechamiento energético, dado que siendo estos de bajo valor presentarán una fuerte dependencia respecto a la carga eléctrica equivalente a la que se conectan.

Se presenta la validación de los resultados de simulación y/o teóricos mediante la aplicación de máquinas de test universales, las cuales aplican presión de modo uniaxial sin capacidad de aplicar esfuerzos tangenciales elásticos.

Se aprecia una carencia en los resultados de la justificación sobre el porqué de la viabilidad de extraer decenas de milivatios de forma escalada o incluso potencias mucho mayores que permitan alimentar señales luminosas o sistemas de monitorización y seguridad del tráfico en ambientes aislados de los tendidos eléctricos o en túneles.

Con las anteriores premisas se pretende cubrir los siguientes objetivos de investigación:

1. Dotarse de unos medios adecuados para realizar la parte de experimentación práctica que valide las aportaciones sobre *energy harvesting* en el campo de las aplicaciones viales. Para ello se precisará el diseño y su arquitectura de control de un banco de ensayos de laboratorio original que reproduzca el tiempo de paso de uno o varios vehículos en su tránsito sobre una carretera. Se recogerán los estímulos eléctricos que se generarían en una ubicación real sobre los elementos piezoeléctricos que serán caracterizados eléctricamente al conectarse a un sistema de *energy harvesting*.
2. Se desarrollará el software de control del banco de ensayos tanto para el accionamiento del mismo programando la naturaleza y número de los ensayos a realizar y las características del tráfico a reproducir, así como realizar la medida automatizada de la respuesta eléctrica de los elementos piezoeléctricos como de los circuitos generadores de energía eléctrica.
3. Se obtendrán modelos del comportamiento eléctrico de materiales piezoeléctricos ante estímulos mecánicos provocados por el tráfico vial.
4. Se obtendrá un modelo eléctrico generalizado del *harvester* debiendo verificarse su escalabilidad realizando la conexión eléctrica de varias estructuras en asociaciones serie o paralelo y comprobando si el modelo resultante cumple las ecuaciones equivalentes aún en el caso de no ser idénticas las contribuciones individuales.
5. Obtención de forma empírica de la verificación de los parámetros de los modelos de los circuitos de *harvesting* mediante la realización de un número reducido de ensayos.
6. Verificar la aplicabilidad práctica de un sistema de *harvesting* en este entorno.

1.4. Estructura de la Tesis

El contenido de los apartados y capítulos de la presente Tesis Doctoral se presentan en base a la aplicación de la metodología de investigación científica que ha permitido cubrir los objetivos de investigación inicialmente planteados.

En este primer capítulo se ha contextualizado el campo de interés de los trabajos de investigación desarrollados, poniendo en situación al lector mediante la descripción de aquellas aportaciones existentes en la literatura científica relacionada con este campo, así como destacando aquellas carencias en las que se puede aportar contribuciones de interés. Se plantean por tanto los objetivos a cubrir mediante la labor de investigación a realizar.

En el segundo capítulo se realiza una revisión exhaustiva de la teoría de los materiales de tipo piezoeléctrico, dado que son los elementos con los que se ha trabajado. Esta aproximación a su comportamiento físico contextualiza la génesis de sus propiedades en la generación de energía eléctrica. No obstante lo anterior, hay que destacar que el interés de los trabajos aquí presentados no irá en la línea de la investigación en nuevos materiales sino en el uso óptimo de los mismos para el fin anunciado de la generación autónoma de energía eléctrica.

El tercer capítulo desarrolla la arquitectura, prestaciones y control de la herramienta original y objeto de patente con la que se han alimentado los resultados de investigación: el banco de ensayos. Se pormenoriza el conjunto de sus elementos y su funcionalidad, que dota al laboratorio de investigación de un simulador de tráfico rodado, de un sistema de *harvesting* programable por hardware, así como de una herramienta de medida automática de las magnitudes de los diversos ensayos.

En el cuarto capítulo se describen aquellos ensayos que han podido efectuarse en ubicación real y los realizados en el laboratorio con los materiales de tipo piezoeléctrico con los que se ha trabajado. Se presentan los modelos eléctricos que se han desarrollado y que reproducen su comportamiento eléctrico en entornos viales, detallando el análisis del efecto que introducen los instrumentos utilizados en su medida.

En el quinto capítulo se obtienen los modelos generalizados de los circuitos de *harvesting* y se cuantifica la contribución esperada y obtenida de la potencia que de forma escalada permite la asociación de topologías, justificándose experimentalmente su validez. Se analiza la contribución a la potencia generada de parámetros tales como la tasa de tráfico y la amplitud de la tensión piezoeléctrica, realizándose una prospección de generación a gran escala. Se presenta un circuito de aplicación que ha sido posible verificar en la instalación del laboratorio de investigación con los medios disponibles.

El sexto y último capítulo destaca las aportaciones fruto de la actividad de investigación de la presente Tesis Doctoral, desgana conclusiones y líneas de trabajo futuro.

CAPÍTULO 2

Materiales Piezo- Ferroeléctricos

2. MATERIALES PIEZO-FERROELÉCTRICOS

El efecto piezoeléctrico directo, generador de campo eléctrico como resultado de la aplicación de la deformación de la estructura cristalina del material, o el efecto piezoeléctrico inverso, como generador de deformación mecánica en el material como respuesta al campo eléctrico aplicado, fundamentan las aplicaciones de los materiales piezoeléctricos (del griego *piezin*, presionar). A lo largo de este capítulo se verá la influencia sobre su estructura cristalina de factores como la temperatura o la respuesta microscópica de los diversos acoplamientos mecánicos [71].

2.1. Efecto piezoeléctrico directo e inverso

Aunque desde tiempos inmemoriales, los habitantes de India y Sri Lanka observaban como al arrojar cristales de turmalina al fuego estos atraían cenizas que eran repelidas instantes después, no es hasta 1747 cuando Linneo le otorgó el nombre científico de “lapis electricus” a estos cristales que desde 1703 eran conocidos como imán de Ceilán en Europa, al haberlos introducido comerciantes holandeses. El origen de los trabajos científicos sobre los efectos que provocan las tensiones mecánicas sobre ciertos materiales (cuarzo, sal de Rochelle, topacio, turmalina, blenda, ácido tartárico, etc) se remontan a finales del siglo XIX cuando en una sesión de la Academia de las Ciencias en París, en 1880, los hermanos Pierre y Jacques Curie anunciaron sus trabajos en los que se justificaba la polarización eléctrica resultante, manifestándose en la presencia de carga eléctrica en la superficie de estos cristales. La descripción del fenómeno señalaba la alternancia en la diferencia de potencial entre las caras del cristal, siguiendo una ley de proporcionalidad con la presión aplicada, en respuesta a excitaciones mecánicas de compresión o de estiramiento [72]. En la FIG. 21 se presenta un gráfico que resume este fenómeno conocido como efecto piezoeléctrico directo.

FIG. 21.- Efecto piezoeléctrico directo

Lo que se aprecia es que en ausencia de ningún campo eléctrico inductor externo, se manifiesta en el interior del material una variación de su momento dipolar eléctrico por unidad de volumen, P . En el caso de que el material presentara un momento dipolar este variará, pero si el material no lo manifestaba se producirá según indica la Ec. 11, siendo ΔP la variación del momento dipolar, T la tensión mecánica aplicada y α una constante que dependerá del material.

$$\Delta P = \alpha \cdot T \quad \text{Ec. 11}$$

Las ecuaciones Ec. 12 y Ec. 13 expresan la relación entre el momento dipolar eléctrico por unidad de volumen con el campo eléctrico generado y con la densidad superficial de carga de polarización σ_p en las superficies del material.

La Ec. 14 expresa la relación entre las cargas libres procedentes del aire circundante, σ_ℓ que se

$$P = \chi \cdot E \quad \text{Ec. 12}$$

$$\sigma_p = |P| \quad \text{Ec. 13}$$

distribuirán en la superficie externa anulando el campo eléctrico exterior y σ_p , siendo ϵ_r la permitividad eléctrica relativa del material. La Ec. 15 proporciona la relación entre los campos $\vec{E}$, $\vec{D}$ y $\vec{P}$.

$$\sigma_\ell = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \sigma_p \quad \text{Ec. 14}$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad \text{Ec. 15}$$

El efecto piezoeléctrico inverso, descrito gráficamente en la FIG. 22, mediante el cual un cristal experimenta una deformación en respuesta a la aplicación de un campo eléctrico entre caras opuestas, se describe de forma teórica basándose en consideraciones termodinámicas en los trabajos de *Lippmann* en 1881. Posteriormente, los hermanos *Curie* lo validaron experimentalmente. El término *piezoelectricidad* fue inicialmente propuesto por Hankel en 1881, siendo inmediatamente aceptado.

FIG. 22.- Efecto piezoeléctrico inverso

2.1.1. Clases cristalográficas y Piezoelectricidad

En la Tabla 4 se presenta un resumen de las propiedades de las diferentes clases cristalográficas.

En relación a los materiales de interés que nos ocupan, y a la presencia en ellos del efecto piezoeléctrico, los cristales que los constituyen se engloban en un grupo sin centro de simetría, de este modo la inducción de dipolos se podrá observar en ausencia de campo eléctrico inductor.

Se puede recordar que los materiales dieléctricos, a los que es posible inducirles un dipolo mediante la aplicación de un campo eléctrico, se engloban en alguno de los 32 grupos de

simetría diferentes. Debido a la restricción cristalográfica de los materiales piezoeléctricos, el número de grupos de simetría posibles se reducirá a 20.

No obstante, encontramos como excepción la clase 432, que aunque carece de centro de simetría, posee otros elementos de simetría cuya combinación excluyen la actividad piezoeléctrica.

De los 20 grupos, solamente 10 poseen un eje polar (ferroeléctricos). Finalmente, aunque no se aborda en este trabajo, todas las clases no cúbicas (18 de ellas) presentan actividad óptica.

Tabla 4.- Propiedades de las clases cristalográficas

Sistema cristalográfico	Grupos con centro de simetría		Grupos sin centro de simetría					Ejes ópticos
			Polares		No polares			
Triclínico	-1		1		Ninguno			Biaxial
Monoclínico	2/m		2	m	Ninguno			
Ortorrómbico	mmm		mm2		222			
Tetragonal	4/m	4/mmm	4	4mm	-4	-42m	422	Uniaxial
Trigonal	-3	-3 m	3	3m	32			
Hexagonal	6/m	6/mmm	6	6mm	-6	-6m2	622	
Cúbico	m3	m3m	Ninguno		23	-43m	432	Isótropo
	11 grupos		10 grupos piroeléctricos		11 grupos piezoeléctricos (no piroeléctricos)			

2.1.2. Materiales policristalinos

La anisotropía es una propiedad característica de los materiales piezoeléctricos. Los materiales policristalinos como las cerámicas están formados por un gran número de pequeños cristales orientados al azar, presentando las propiedades macroscópicas de un cuerpo isótropo. No obstante, puede inducirse un cierto grado de anisotropía en aquellos materiales que posean un eje polar si se consigue dar preferencia a unas orientaciones de los microcristales frente a otras mediante la acción, por ejemplo, de un campo eléctrico externo. Así, para materiales cerámicos el número de clases cristalinas se reduce a diez, aquellas que además de ser no centro simétricas poseen un eje polar.

En los materiales polares, la dependencia con la temperatura de la magnitud del momento dipolar remanente justifica que estas clases se denominen piroeléctricas. Serán ferroeléctricos si además su eje polar es orientable por medio de la acción de un campo eléctrico externo.

Se define como temperatura de Curie, T_c , a la temperatura de transición entre las fases ferroeléctrica y la dieléctrica (paraeléctrica). Mediante la variación de la temperatura un gran número de materiales pasarán por distintos estadios ferroeléctricos atendiendo a las diferentes clases de simetría por las que pasen, no obstante las fases finales siempre serán paraeléctricas. La piroelectricidad y, por tanto, la ferroelectricidad son propiedades asociadas a estados de baja

simetría por lo que no serán posibles a altas temperaturas para las que los materiales tenderán a presentar centros de simetría.

2.2. Teoría lineal de la piezoelectricidad

La teoría lineal de la piezoelectricidad presupone un acoplamiento entre las ecuaciones lineales de la elasticidad y las ecuaciones electrostáticas para definir las constantes piezoeléctricas. Así, las variables eléctricas no pueden ser estáticas, sino sólo cuasi estáticas por el acoplamiento con las ecuaciones mecánicas, siendo necesario conocer primeramente la respuesta mecánica y eléctrica de un material para determinar su comportamiento piezoeléctrico.

En el desarrollo posterior se emplean expresiones lineales tanto para las relaciones elásticas, como eléctricas y piezoeléctricas [73].

2.2.1. Consideraciones de tipo mecánico

Sean u_i las componentes cartesianas de los desplazamientos infinitesimales de un punto dentro del material. El gradiente de estos desplazamientos tendrá dos términos, uno simétrico que obtiene la variación relativa local de longitud de los elementos de volumen en el material y otro anti simétrico que corresponde a las rotaciones rígidas de dichos elementos de volumen. Este segundo término no se tendrá en cuenta ya que corresponde a deformaciones sin esfuerzos para todo el continuo. Los elementos del tensor de la parte simétrica del gradiente se denotan como S_{ij} .

$$S_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \quad \text{Ec. 16}$$

En todo momento se aplicará el convenio de suma para los índices repetidos de los tensores. La notación para las derivadas temporales utilizará puntos elevados sobre la variable. La velocidad de un punto del medio se obtiene mediante la Ec. 17.

$$\dot{u}_i = \frac{\partial u_i}{\partial t} \quad \text{Ec. 17}$$

La densidad del material se denota con ρ y, a priori, se considerará constante para cualquier punto del material, advirtiendo que sus variaciones locales podrán tener efectos observables en determinadas resonancias.

La interacción mecánica entre dos partes de un medio que se encuentren separadas por una superficie arbitraria S vendrá dada por el tensor de tensiones T_{ij} . La Ec. 18 representa las ecuaciones de movimiento resultantes. Aplicando la conservación del momento angular, el tensor T_{ij} debe ser simétrico.

$$\frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} = \rho \ddot{u}_i \quad \text{Ec. 18}$$

En la teoría lineal el flujo de energía mecánica Φ_i^M a través de una superficie viene dada por la Ec. 19.

$$\Phi_i^M = -T_{ij} \dot{u}_j \quad \text{Ec. 19}$$

2.2.2. Consideraciones de tipo eléctrico

Se utilizará la aproximación “cuasi electrostática” justificándose en la gran diferencia (cinco órdenes de magnitud menor) entre las pequeñas velocidades de fase de las ondas acústicas en comparación con las velocidades de las ondas electromagnéticas. Debido a esto, no será necesario emplear el conjunto completo de las ecuaciones del electromagnetismo.

En estas condiciones se considerarán despreciables los efectos magnéticos en comparación con los efectos eléctricos. La parte eléctrica de las expresiones de la piezoelectricidad vendrán dadas por las componentes cartesianas del campo y del desplazamiento eléctrico como E_i y D_i , respectivamente, relacionadas por la Ec. 20, donde P_i son las componentes del vector de polarización.

$$D_i = \varepsilon_0 E_i + P_i \quad \text{Ec. 20}$$

La constante permitividad dieléctrica del vacío se determina mediante: $\varepsilon_0 = 10^7/(4\pi c^2) \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$, aplicando a c , velocidad de la luz en el vacío, el valor $c = 299792458 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ se obtiene:

$$\varepsilon_0 = 8,854187818 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$$

El campo eléctrico E_i puede obtenerse a partir del potencial φ , Ec. 21, así, suponiendo que el material es un dieléctrico perfecto sin cargas libres, el vector desplazamiento eléctrico D_i vendrá dado por la Ec. 22.

$$E_i = -\partial\varphi / \partial x_i \quad \text{Ec. 21}$$

$$\partial D_i / \partial x_i = 0 \quad \text{Ec. 22}$$

Conviene aclarar que, aunque las ecuaciones del campo eléctrico puedan parecer estáticas, existirá dependencia con el tiempo debido al acoplamiento existente con las ecuaciones mecánicas presentadas en el apartado anterior. El vector flujo de energía eléctrica por unidad de tiempo, Φ , a través de una superficie viene dado por la Ec. 23, que es la forma degenerada del vector de Poynting en la aproximación cuasi electrostática.

$$\Phi_t^E = \varphi \dot{D}_t \quad \text{Ec. 23}$$

2.2.3. Consideraciones de tipo piezoeléctrico

Siendo U la densidad de energía almacenada en el medio piezoeléctrico, la Ec. 24 establece la conservación de la energía para el medio piezoeléctrico a partir del primer principio de la termodinámica.

$$\dot{U} = T_{ij} \dot{S}_{ij} + E_i \dot{D}_i \quad \text{Ec. 24}$$

La densidad de entalpía H viene dada según la Ec. 25.

$$H = U - E_i D_i \quad \text{Ec. 25}$$

A partir de las dos ecuaciones anteriores resulta la Ec. 26, lo que significa que $H = H(S_{kl}, E_k)$.

$$\dot{H} = T_{ij} \dot{S}_{ij} - D_i \dot{E}_i \quad \text{Ec. 26}$$

Aplicando:

$$\partial S_{ij} / \partial S_{ji} = 0, \quad i \neq j$$

a partir de la Ec. 26 se obtiene las Ec. 27.

$$\begin{aligned} T_{ij} &= \partial H / \partial S_{ij} \\ D_i &= -\partial H / \partial E_i \end{aligned} \quad \text{Ec. 27}$$

En la teoría lineal de la piezoelectricidad, H toma la expresión mostrada en la Ec. 28, donde c_{ijkl} , e_{kij} y ϵ_j son las respectivas constantes elástica, piezoeléctrica y dieléctrica.

$$H = \frac{1}{2} c_{ijkl}^E S_{ij} S_{kl} - e_{kij} E_k S_{ij} - \frac{1}{2} \epsilon_{ij}^S E_i E_j \quad \text{Ec. 28}$$

Las ecuaciones básicas de la piezoelectricidad en las que intervienen estas constantes son las mostradas en las ecuaciones Ec. 29 y Ec. 30.

$$T_{ij} = c_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \quad \text{Ec. 29}$$

$$D_i = e_{ikl} S_{kl} + \epsilon_{ik}^S E_k \quad \text{Ec. 30}$$

La expresión para la densidad de energía almacenada, U , definida positiva, vendrá dada por la Ec. 31, donde no hay términos de interacción piezoeléctrica.

$$U = \frac{1}{2} c_{ijkl}^E S_{ij} S_{kl} + \frac{1}{2} \epsilon_{ij}^S E_i E_j \quad \text{Ec. 31}$$

Como la constante e_{ijk} no aparece en la ecuación anterior, la definición positiva de U no impone restricciones sobre las constantes piezoeléctricas, pero sí sobre las elásticas y dieléctricas. Al realizar la sustitución en las ecuaciones básicas de las magnitudes vectoriales por sus respectivas derivadas espaciales, se obtienen las ecuaciones diferenciales tridimensionales para un medio piezoeléctrico lineal con cuatro variables independientes u_j y φ , ecuaciones Ec. 32 y Ec. 33.

$$c_{ijkl}^S \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_i \partial x_j} + e_{kij} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_k \partial x_i} = \rho \ddot{u}_j \quad \text{Ec. 32}$$

$$e_{kij} \frac{\partial^2 u_i}{\partial x_j \partial x_k} + \epsilon_{ij}^S \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_i \partial x_j} = 0 \quad \text{Ec. 33}$$

La Ec. 34 presenta una forma generalizada del vector de Poynting para medios piezoeléctricos, al reunir las dos contribuciones al flujo de la energía en una sola expresión.

$$\Phi_i^{EM} = \Phi_i^E \Phi_i^M = \varphi \dot{D}_i - T_{ij} \dot{u}_j \quad \text{Ec. 34}$$

Se utilizará el criterio habitual de contracción de índices para poder trabajar con los tensores de cuarto orden como matrices; sustituyendo los pares ij o kl por p o q , donde i, j, k, l toman los valores 1, 2, 3, y p, q los valores 1, 2, 3, 4, 5, 6, de acuerdo con la Tabla 5.

Tabla 5.- Denotación matricial

Denotación matricial	
ij o kl	p o q
11	1
22	2
33	3
23 o 32	4
31 o 13	5
12 o 21	6

Pudiendo escribir $c_{ijkl}^E \equiv c_{pq}^E$, $e_{ikl} \equiv e_{ip}$, $T_{ij} \equiv T_p$ con lo que las ecuaciones básicas ahora son las mostradas en las ecuaciones Ec. 35 y Ec. 36, donde se cumple que:

$$S_{ij} = S_p, \quad \text{para } i = j, \quad p = 1, 2, 3$$

$$S_{ij} = S_p, \quad \text{para } i \neq j, \quad p = 4, 5, 6$$

$$T_p = c_{pq}^E S_q - e_{kp} E_k \quad \text{Ec. 35}$$

$$D_i = e_{iq} S_q + \varepsilon_{ik}^S E_k \quad \text{Ec. 36}$$

La FIG. 23 representa las direcciones con la notación contraída. Así, se representan los movimientos para las direcciones 1, 2 y 3 y cizallas para 4, 5 y 6, asociándose de forma general al eje polar la dirección 3.

FIG. 23.- Notación de los ejes

En general, para un sólido cristalino pueden existir las siguientes constantes independientes: hasta 21 constantes elásticas, 18 constantes piezoeléctricas y 6 constantes dieléctricas, aunque las simetrías cristalinas reducen estos números.

Las cerámicas ferroeléctricas polarizadas presentan una simetría (∞m), incluida generalmente dentro de la clase cristalográfica (6mm). En la Tabla 6 se presentan sus constantes físicas independientes. Estas son: 5 constantes elásticas, 3 piezoeléctricas y 2 dieléctricas, ya que las direcciones 1 y 2 son equivalentes y sus propiedades diferentes de las de la dirección 3.

Tabla 6.- Constantes físicas independientes en una cerámica ferroeléctrica polarizada

	Constantes
Elásticas	$c_{11}, c_{12}, c_{13}, c_{33}, c_{44} \left[c_{66} = \frac{1}{2}(c_{11} - c_{12}) \right]$
Dieléctricas	$\epsilon_{11}, \epsilon_{33}$
Piezoeléctricas	d_{31}, d_{33}, d_{15}

En las ecuaciones Ec. 37 a Ec. 42 se presentan otras formas alternativas de expresar las ecuaciones constitutivas de la piezoelectricidad.

$$S_p = s_{pq}^E T_q + d_{kp} E_k \quad \text{Ec. 37}$$

$$D_i = d_{iq} T_q + \epsilon_{ik}^T E_k \quad \text{Ec. 38}$$

$$S_p = s_{pq}^D T_q + g_{kp} D_k \quad \text{Ec. 39}$$

$$E_i = -g_{iq} T_q + (\epsilon_{ik}^T)^{-1} D_k \quad \text{Ec. 40}$$

$$T_p = c_{pq}^D S_q + h_{kp} D_k \quad \text{Ec. 41}$$

$$E_i = -h_{iq} S_q + (\epsilon_{ik}^S)^{-1} D_k \quad \text{Ec. 42}$$

La elección del conjunto de ecuaciones a emplear se basará en la posibilidad de reducir lo más posible el número de ecuaciones a resolver, atendiendo a la geometría y las condiciones de contorno.

Las relaciones entre los diferentes coeficientes que aparecen en los cuatro conjuntos de ecuaciones fundamentales son las mostradas en la Tabla 7.

Tabla 7.- Relación entre los coeficientes elásticos, dieléctricos y piezoeléctricos

$$\begin{aligned} c_{pr}^E s_{qr}^E &= \delta_{pq}, & c_{pr}^D s_{qr}^D &= \delta_{pq} \\ c_{pq}^D &= c_{pq}^E + e_{kp} h_{kq}, & s_{pq}^D &= s_{pq}^E - d_{kp} g_{kq} \\ \epsilon_{ij}^T &= \epsilon_{ij}^S + d_{iq} e_{jq}, \\ e_{ip} &= d_{iq} c_{qp}^E, & d_{ip} &= \epsilon_{ik}^T g_{kp}, & h_{kp} &= g_{iq} c_{qp}^D \end{aligned}$$

A partir de la expresión de la densidad de energía, mostrada en la ecuación Ec. 43, y sustituyendo en ella las ecuaciones Ec. 37 y Ec. 38, se tienen las ecuaciones Ec. 44.

$$U = \frac{1}{2} S_p T_q + \frac{1}{2} D_i E_j \quad \text{Ec. 43}$$

Con lo que se introduce el concepto de acoplo electromecánico, debido a la posibilidad de transformar energía eléctrica en energía mecánica, definiéndose el factor de acoplo electromecánico, k , en la ecuación Ec. 45, y con el conjunto de expresiones elegido resulta la ecuación Ec. 46.

$$U = \frac{1}{2} s_{pq}^E T_p T_q + d_{ip} E_i T_p + \frac{1}{2} \epsilon_{ij}^T E_i E_j \quad \text{Ec. 44}$$

$$U = U_{elástica} + 2 U_{piezo} + U_{eléctrica}$$

$$k^2 = \frac{U_{piezo}^2}{U_{elástica} \cdot U_{eléctrica}} \quad \text{Ec. 45}$$

$$k_{ip}^2 = \frac{d_{ip}^2}{s_{pq}^E \epsilon_{ij}^T} \quad \text{Ec. 46}$$

Este número representa el factor máximo de conversión entre las energías eléctrica y mecánica, denominándose factor de acoplo estático. Para sistemas dinámicos, el factor de acoplo será menor que el estático y dependerá de la distribución de tensiones dentro del material, debido a que no toda la energía elástica estará acoplada eléctricamente. Por ejemplo, un estímulo eléctrico armónico puede excitar más de un modo elástico (además de alguno de sus sobretonos) por lo que a cada uno de ellos le corresponderá un factor diferente de acoplo.

El factor de acoplo utilizado generalmente en la caracterización de los materiales piezoelectricos es el estático, siguiendo el criterio presente en las normas del IEEE.

2.3. Piezoelectricidad en materiales cerámicos

Para dotar de propiedades piezoelectricas a los materiales cerámicos ferroelectricos es preciso convertir el material, que generalmente es isótropo, en anisótropo mediante la aplicación de un campo eléctrico de polarización. Los cristales de las cerámicas ferroelectricas poseen un eje polar, que al someterse a la acción del campo de polarización se dotará de una orientación preferente de sus dipolos eléctricos en una dirección, manteniendo la isotropía en las otras dos direcciones.

La mayoría de los materiales comerciales piezoelectricos son cerámicas ferroelectricas como el BaTiO₃ ó PZT. Su microestructura es de tipo perovskita (ABO₃, es decir del mismo tipo de estructura cristalina que el titanato de calcio CaTiO₃) tal y como muestra la FIG. 24. Por encima de la temperatura de Curie, T_c (120°C en este caso), la estructura cristalina es cúbica. En la estructura de tipo perovskita los cationes más grandes, en este caso Ba²⁺, ocupan los ocho vértices de la estructura cúbica, los aniones O²⁻ se localizan en los centros de la cara formando un octaedro, el catión de Ti⁴⁺, más pequeño, está en el centro. Por debajo de la T_c , la estructura está ligeramente deformada, con cationes Ba²⁺ e iones de Ti⁴⁺ cambiados de sitio relativamente respecto a los iones de O²⁻. De este modo se forma un dipolo debido a la separación de los centros de carga positiva y negativa proporcionando una polarización espontánea P_{spon} [74].

FIG. 24.- Estructura cristalina tipo Perovskita

En el estado cúbico no se presenta polarización espontánea (fase paraeléctrica). Por debajo de T_c la estructura se encuentra en la fase ferroeléctrica, donde hay una polarización espontánea a lo largo del eje c , presentando propiedades piezoeléctricas. Comparando ambas situaciones, se constata que en la fase ferroeléctrica el eje $c > a_0$ y que $a < a_0$, es decir, existe una deformación espontánea S_{spon} . Cuantificándolo, para el $BaTiO_3$, S_{spon} es $S_{spon} = (c-a)/a \approx 1\%$.

En la práctica, posteriormente a la sinterización y al enfriamiento, es decir cuando se ha alcanzado la fase ferroeléctrica, se pueden presentar seis direcciones diferentes en las que el Ti^{4+} se puede desplazar [73], [75].

Por consiguiente, se pueden presentar seis direcciones diferentes de polarización espontánea, tal y como se representa en la FIG. 25.

FIG. 25.- Polarización espontánea de una cerámica piezoeléctrica

Se definen los dominios como las áreas con la misma orientación de polarización espontánea, siendo las paredes del dominio las fronteras entre dominios distintos. En el caso del PZT sólo habrá paredes del dominio de 180° y 90° . En el primer caso, se separan dominios con orientación de la polarización en la misma dirección y sentido contrario, siendo las paredes de dominio de 90° las que separan dominios con direcciones perpendiculares de su polarización espontánea [76].

La razón de la formación de las paredes del dominio no está del todo clara, aunque la explicación generalmente reconocida atiende a la siguiente consideración, la formación de paredes de 180° y 90° obedecería a minimizar la energía electrostática. Adicionalmente, la formación de paredes de 90° puede reducir la energía elástica asociada con la tensión mecánica interna espontánea [77]. En el caso de la estructura romboédrica en la fase ferroeléctrica, será a lo largo de las diagonales del cuerpo de la célula cúbica de la fase paraeléctrica (dirección [111]), donde se establecerá la dirección de polarización espontánea de la fase ferroeléctrica. Esto conduce a ocho posibles direcciones para la polarización espontánea con paredes de dominio de 180° , 71° y 109° [73] y [75].

2.3.1. Polarización

En la parte izquierda de la FIG. 26 se representa el aspecto policristalino de las cerámicas en fase ferroeléctrica donde cada grano obtenido tras el proceso de sinterizado se encuentra dividido en muchos dominios. Como la distribución de las respectivas polarizaciones y tensiones mecánicas espontáneas de cada dominio es aleatoria, a efectos macroscópicos el material no presentará propiedades piezoelectricas ni ferroelectricas.

FIG. 26.- Dominios y proceso de polarización

Mediante el proceso de polarización que se representa en la FIG. 26, se consigue romper la isotropía a nivel macroscópico reorientando los dominios ferroeléctricos en torno a un eje preferente. Para lograrlo se somete al material piezocerámico a la acción de un campo eléctrico externo, E suficientemente elevado y superior al valor del campo coercitivo, E_c .

Se dispone de dos mecanismos para realizar esta polarización. O bien se aplica el campo polarizador en la cerámica a temperatura ambiente, en fase ferroeléctrica, o bien se realiza la polarización situando la cerámica bajo la acción de un campo eléctrico en fase paraeléctrica, manteniéndolo aplicado mientras la temperatura desciende hasta alcanzar la temperatura ambiente, de esta manera los dominios ferroeléctricos se crean con una orientación preferente que quedará fijada en el material.

Los dominios presentes originalmente en el material pueden presentar dos tipos de orientaciones con respecto a la que se obtendrán en el material una vez polarizado:

- Eje polar cercano a la dirección paralela a la del eje de polarización
- Eje polar cercano a la dirección perpendicular a la del eje de polarización.

Para el primero de los casos aproximadamente la mitad de los dominios tendrán, a priori, la orientación correcta y, para la otra mitad, se provocará una reorientación de 180° del dipolo permanente del dominio mediante la aplicación de campos superiores al campo coercitivo. Esta reorientación del momento dipolar no supone ninguna variación en las dimensiones del dominio. Sin embargo, en los dominios en los que se deba rotar 90° el eje polar, se producirá un cambio en las dimensiones del dominio. Como los cristales que componen una cerámica no tienen por qué ser monodominio, los cambios de las dimensiones irán acompañados de un aumento de las tensiones mecánicas que pueden bloquear este tipo de mecanismos impidiendo la rotación, o incluso pueden llegar a romperlos. Evidentemente en cerámicas compactas aparecerán también tensiones intergranulares debidas al proceso de polarización.

2.3.2. Propiedades piezoeléctricas de las cerámicas

Una vez polarizadas, la anisotropía inducida en las cerámicas presentan una simetría que se corresponde con el grupo puntual ∞mm , al que no pertenece ningún cristal natural, con propiedades similares al 6mm. Como ya se adelantó, para esta simetría se reduce el número de constantes independientes y el número de parámetros necesarios para una caracterización completa del material al tener una única dirección con propiedades diferentes de las otras dos. Partiendo de cualquiera de las ecuaciones básicas de la piezoelectricidad se pueden formular según las ecuaciones Ec. 37 y Ec. 38.

En la notación matricial abreviada, se pueden escribir las ecuaciones lineales de la piezoelectricidad como se muestra en la Ec. 47. Así, se suele representar dentro de un mismo vector respectivamente los 6 elementos del “vector” deformaciones (se sigue empleando el criterio de contracción de índices para las magnitudes elásticas) y los 3 elementos del vector desplazamiento eléctrico. De igual modo, se construye un vector con los 6 elementos del “vector” de tensiones y los 3 del vector campo eléctrico. Con ello se puede obtener una matriz de propiedades que engloba, tanto el comportamiento elástico, como el dieléctrico y el piezoeléctrico.

$$\begin{pmatrix} S \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s & d \\ d & \varepsilon \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T \\ E \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 47}$$

Realizando su desarrollo para las cerámicas piezoeléctricas se obtiene la Ec. 48.

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{31} \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad \text{Ec. 48}$$

Hay que señalar que las constantes elásticas independientes son sólo cinco ya que en esta simetría se cumplirá que $s_{66} = 2(s_{11} - s_{12})$ o equivalentemente para los módulos de rigidez $c_{66} = \frac{1}{2}(c_{11} - c_{12})$.

La necesidad de polarizar la muestra no representa un inconveniente, ya que se puede elegir el eje polar en función de la forma adoptada para las muestras y obtener geometrías imposibles para los monocristales, como son, discos, cilindros, anillos y casquetes esféricos. Al combinarse con la disposición de los electrodos, se facilita el control de la polarización del material, obteniendo incluso vectores de polarización radial, o zonas controladas con polarizaciones diferentes.

De esta forma se consigue, por ejemplo, generar modos de vibración radial, no existente en monocristales, o elegir las constantes elásticas, dieléctricas y piezoeléctricas del material que intervendrán en la vibración del resonador, lo que trasladado a los cristales supondría elegir cuidadosamente la orientación de los cortes durante su mecanización.

2.3.3. Modos de vibración en materiales piezocerámicos

Las aplicaciones predominantes de los materiales piezocerámicos son aquellas en las que se produce vibración armónica en ellos, permitiendo el tratamiento de los dispositivos como cavidades con una geometría y dimensiones definidas en las que se propagan ondas acústicas y electromagnéticas. Según las condiciones de contorno de la cavidad existirán frecuencias con mejor propagación en las que se tendrán modos resonantes que proporcionan un rendimiento energético más óptimo en el material.

Como consecuencia de la gran diferencia entre las velocidades de transmisión de ambos tipos de ondas, las frecuencias correspondientes a los modos de cada una serán muy diferentes entre sí, evitándose la interacción entre ellas. Se presta especial atención a los modos mecánicos (ondas acústicas) que dependen de parámetros propios del material como son la velocidad de propagación y su densidad, así como del tamaño y la geometría del elemento. Así, será factible elegir los modos de vibración eligiendo su geometría y la frecuencia de resonancia de un determinado modo modificando sus dimensiones. El modo resonante es de especial interés para las aplicaciones de generación y recepción de ultrasonidos.

En la Tabla 8 se presentan algunos modos de vibración para distintas geometrías de muestras.

Tabla 8.- Algunos modos de vibración en cerámicas piezoeléctricas

2.4. Estudio de efectos no lineales

Se ha incrementado el estudio de los efectos no lineales en los materiales electrocerámicos y de las relaciones entre la piezoelectricidad y las propiedades elásticas como consecuencia de su empleo en condiciones de uso extremo. Como en el caso de transductores acústicos, o en actuadores electromecánicos de alta potencia [76], [77], [78], [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86], o en dispositivos basados en piezocerámicas de reducido espesor (actuadores multicapa) o en dispositivos piezoeléctricos de lámina gruesa (1-20 micras) o de lámina delgada (< 1 micra). En estos ejemplos, aparecen comportamientos que no responden a las ecuaciones de la piezoelectricidad [87], [88], [89], [90] y [91].

El comportamiento lineal se presenta con niveles relativamente bajos de campo aplicado y/o tensiones mecánicas. En función del tipo de material y de sus características ferroeléctricas (duro o blando) y de su región de trabajo (resonancia o régimen no resonante), los rangos de comportamiento lineal pueden ser más o menos reducidos. De modo que para campos ligeramente mayores, las piezocerámicas presentan un comportamiento electromecánico diferente al esperado a partir de estas ecuaciones [76], [88], [89], [92], [93], [94] [95], [96], [97], [98] y [99] con un comportamiento no constante con el campo o con la tensión mecánica de los coeficientes dieléctricos (ϵ), elásticos (s) y piezoeléctricos (d) [93], [96], [100], [101], [102], [103] y [104]. La hipótesis más probable para justificar el origen de las diferentes no linealidades apunta a la estructura interna del material.

Este origen común, se apunta en gran parte de la literatura sobre no linealidad en relación con el movimiento de las paredes de dominio, y fundamentalmente con el movimiento irreversible [104], [105], [106], [107], [108], [109], [110]. Para explicar el fenómeno, se recurre a modelos teóricos desarrollados inicialmente para dominios magnéticos. Así, se ha conseguido una buena aproximación teórica a los resultados experimentales aplicando las relaciones empíricas de *Rayleigh*, de aplicación para comportamientos no lineales en materiales magnéticos blandos [99], [104], [110], [111], [112], [113], [114], relacionando el origen de la no linealidad en cerámicas ferroeléctricas con la traslación de paredes de dominios [104], [105], [106] (con valores intermedios de campos de excitación) e inversión de dominios [106], [107], [108], [109], [110], [111], [112] (para campos que superan el coercitivo). En el último caso, y en general, para explicar los procesos de histéresis en materiales ferroeléctricos, se han utilizado también otros modelos de aplicación para dominios magnéticos denominados de *Preisach*. Con ellos se ha conseguido una aceptable aproximación para describir los procesos de histéresis en actuadores piezo-ferroeléctricos [112], [113], [114], [115], [116], [117] y [118].

2.4.1. Rotación de dominios

2.4.1.1. Rotación de los dominios ferroeléctricos

Mediante la aplicación de un campo eléctrico de elevada intensidad los dominios pueden rotarse, denominándose en este caso rotación ferroeléctrica de los dominios, que a su vez provocarán respuestas no lineales en las cerámicas ferroeléctricas policristalinas.

En la FIG. 27 se presentan rotaciones de 180° y de no-180° (en la figura son de 90°).

FIG. 27.- Rotación de los dominios inducida por un campo $E \geq E_c$

La evidencia de que el material es ferroeléctrico consiste en la aparición de un ciclo de histéresis al aplicar un campo eléctrico $E > E_c$ alterno. La Ec. 49 muestra la relación entre la polarización P y el campo eléctrico E aplicado (con $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ C}^2/\text{N}\cdot\text{m}^2$, permitividad dieléctrica del vacío).

$$D_i = P_i + \epsilon_0 \cdot E_i \quad \text{Ec. 49}$$

La existencia de este ciclo de histéresis es la evidencia de que el material es ferroeléctrico. Un ciclo típico de histéresis es el que se muestra en la a la izquierda.

La FIG. 28 muestra que además de un ciclo de histéresis P - E (polarización-campo eléctrico), también se produce un ciclo de histéresis S (*strain*)- E (deformación-campo eléctrico), conocido como ciclos de mariposa.

FIG. 28.- Ciclos de histéresis P-E y S-E

A continuación se describe la secuencia representada en la FIG. 28 correspondiente con el estado del dominio en un ciclo de carga eléctrica [119].

En la primera marca (1), los dominios están distribuidos al azar por la cerámica provocando que las polarizaciones espontáneas de los granos se cancelen entre sí, con lo que a nivel macroscópico no se presente polarización ni deformación espontánea. Si en estas condiciones, se aplica un campo eléctrico de pequeña intensidad, el material presenta un comportamiento dieléctrico reversible.

Al aumentar la intensidad del campo eléctrico, los dominios comenzarán a rotar al alcanzarse el valor del campo eléctrico coercitivo E_c , alineándose gradualmente en la dirección del campo aplicado, apreciándose en la cerámica polarización y deformación. La deformación apreciada se justifica atendiendo principalmente a dos tipos de contribuciones. La primera resulta ser irreversible y atiende a la reorientación de los dominios de su eje mayor (c para la fase ferroeléctrica con estructura tetragonal de la FIG. 24) paralelo al campo eléctrico. La segunda, a diferencia de la anterior, es reversible y se debe al efecto piezoeléctrico inverso originado a partir del incremento gradual de la polarización remanente, P_r .

De este modo se llega al estado (2), donde es máxima la reorientación de los dominios. En esta situación, únicamente la contribución piezoeléctrica es la que puede provocar cambios en la deformación, por otra parte el incremento de la polarización es lineal y reversible.

Al disminuir la intensidad del campo eléctrico hasta anularse (3), la polarización de la estructura de dominios no desaparece, y el material presenta una polarización remanente P_r y una deformación remanente S_r . Este estado resulta interesante para aplicaciones reales porque para campos eléctricos de pequeña intensidad el material se comporta de manera lineal.

El proceso de despolarización provoca la desordenación de los dominios mediante la inversión del sentido del campo eléctrico, con la consecuente disminución de la polarización remanente,

al tiempo que se producen pérdidas del efecto piezoeléctrico inverso y un decremento de la deformación.

En (4), el campo eléctrico E alcanza el valor de $-Ec$, estando los dominios muy desordenados, la polarización se anula y la deformación es mínima. Si se incrementa el valor absoluto del campo E , con sentido negativo, se inicia de nuevo la reorientación de los dominios pero la tendencia es a alinearse en la dirección de $-E$ hasta que llegan a la máxima alineación posible (5). Si el valor de E se hace reversible, la evolución será como el paso del estado (2)→(3)→(4), pero en sentido contrario produciéndose la transición de (5)→(6)→(7).

2.4.1.2. Rotación de los dominios ferroelásticos

La FIG. 29 presenta cómo la rotación de dominios también puede inducirse por carga mecánica en el material. La rotación que se produce es sobre los dominios de no-180°, (dominios de 90°).

FIG. 29.- Efecto de la tensión y compresión mecánica sobre los dominios

Se analizará a continuación la información técnica del material prepolarizado PZT *soft* ("blando") PIC151 de PI Ceramic GmbH. Se presenta en la FIG. 30 la evolución gráfica de la polarización y de su deformación longitudinal ante la aplicación de carga mecánica de compresión mediante la representación de las curvas $T-D$ y $T-S$, siendo D el vector desplazamiento eléctrico, T la tensión mecánica y S la deformación. En (1) la muestra se encuentra polarizada por la acción de un campo eléctrico E de prepolarización presentando todos los dominios alineación en la dirección del campo. Así presenta una polarización y deformación remanente. Mientras que la carga mecánica aplicada sea de pequeño valor, el material presenta un comportamiento lineal, por el efecto piezoeléctrico directo, además el material es elástico (deformación reversible).

Si se continúa aumentando la compresión mecánica y se alcanza la tensión mecánica coercitiva T_{coer} comenzará la rotación de los dominios del material. Mientras siga aumentando la

compresión aplicada, aumenta el desorden de los dominios, provocando que tanto la deformación como la polarización remanente disminuyan siguiendo una evolución no lineal.

Se llega al estado (2) en el que la tensión mecánica T es lo suficientemente alta y los dominios se han alineado completamente perpendicularmente a la dirección del vector T .

Desde (2) se produce la descarga mecánica, permaneciendo una polarización remanente inducida y una deformación remanente inducida. Cuando se llega a (3), el material está totalmente descargado mecánicamente. El paso de (2)→(3) es prácticamente vertical, es decir que se hace independiente del valor de T .

FIG. 30.- Gráficas de despolarización mecánica inducida

Los efectos no lineales en una cerámica se manifiestan de diversas maneras. La aparición de armónicos, o sobretonos [120] al aplicar una señal de amplitud moderada a una frecuencia fija es uno de los primeros fenómenos observados. La presencia del segundo y del tercer armónico influyen tanto de manera directa como indirecta sobre la respuesta recogida del material a frecuencia fundamental. Como consecuencia de ello la frecuencia de resonancia experimenta un desplazamiento que depende de la amplitud de la señal excitadora, provocando además un incremento de las pérdidas y la disminución del factor de calidad de la muestra [93], [121], [122], [123] y [124]. La manera habitual de reflejar estos efectos anómalos ha sido mediante la realización de medidas eléctricas, sin embargo, los efectos no lineales han de presentar un comportamiento anómalo en las respuestas electromecánica y piezoeléctrica. Si el uso de amplitudes de campo relativamente elevado provoca respuestas no lineales lejos de la resonancia, cuando se trabaja en modo resonante las anomalías se intensifican notablemente. De este comportamiento se deriva el interés de estudiar este efecto en las electrocerámicas.

2.5. Cerámicas PZT

PZT es la abreviatura del sistema binario $\text{PbZr}_x\text{O}_3\text{-PbTi}_{(1-x)}\text{O}_3$ ($0 \leq x \leq 1$). Su fórmula química es $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$. En el año 1952, el PZT se presentó como material ferroeléctrico, estableciendo Shirane [125] su diagrama de fases. En 1954 se referencia el PZT como un material piezoeléctrico de utilidad [126]. A partir de ese momento el PZT junto con sus variantes se convierte en el material piezoeléctrico más empleado al tratarse de un material muy rentable en la mayoría de sus aplicaciones. El diagrama de fases del PZT se observa en la FIG. 31, la frontera entre las fases cúbica paraeléctrica y la fase ferroeléctrica la delimita la línea T_c . El límite entre las fases

tetragonal y romboédrica es prácticamente independiente de la temperatura y se le conoce como frontera morfotrópica (MPB). Con el mismo nombre se denotan los cambios estructurales abruptos en una solución sólida como consecuencia de variaciones en su composición. Se puede observar en la FIG. 32 (a) que las fracciones molares de Ti y Zr son similares en esta frontera y los parámetros de red varían de forma abrupta. A temperatura ambiente, esta frontera está en $Zr/Ti \approx 52/48$. En la región dónde Zr/Ti está entre 100/0 y 94/6, la solución sólida es ortorrómbica antiferroeléctrica y no se presentan efectos piezoeléctricos de importancia.

FIG. 31.- Diagrama de fases del PZT

En la FIG. 32 (a) se aprecia como los parámetros de red del PZT también cambian abruptamente cerca de la composición que corresponde al MPB. La mayoría de los materiales de PZT de importancia tecnológica tiene las composiciones cerca del MPB y las cerámicas de PZT normalmente exhiben sus valores máximos de permitividad dieléctrica y de acoplamiento electromecánico cerca de este MPB (ver FIG. 32 (b)).

FIG. 32.- (a) Parámetros de la red a temperatura ambiente. (b) factor de acoplo electromecánico y permitividad dieléctrica

Las propiedades piezoeléctricas máximas del PZT cerca del MPB se deben a que los dominios pueden trasladarse más que en un material ferroeléctrico de una sola fase. Se puede demostrar la coexistencia de fases tetragonal y romboédrica sobre una cierta composición alrededor de un MPB. La fase tetragonal posee 6 estados de dominio a lo largo de la dirección equivalente {100}, y la fase romboédrica posee 8 estados de dominio a lo largo de la dirección equivalente {111}. En total habrá 14 posibles direcciones de polarización cerca del MPB por encima de un rango elevado de temperatura, esto explica en parte los efectos piezoeléctricos tan pronunciados en cerámicas de PZT cuya composición está cerca de esa frontera (ver FIG. 32).

Aunque el máximo efecto piezoeléctrico se encuentra en la composición de un PZT puro en el MPB de Zr/Ti $\approx$ 52/48, en la práctica, las cerámicas PZT se modifican con otros aditivos para aplicaciones determinadas. Se usan básicamente tres tipos de aditivos. En la Tabla 9 se resumen los efectos adicionales que proporcionan.

Tabla 9.- Aditivos típicos y sus efectos principales sobre las propiedades piezoeléctricas

Aditivo	Efectos principales
<p>Aditivos isovalentes</p> <p>Ba²⁺ (0.134) ó Sr²⁺ (0.112) para Pb²⁺ (0.132)</p> <p>Sn⁴⁺ (0.071) para Zr⁴⁺ (0.079) ó Ti⁴⁺ (0.068)</p>	<p>Punto de Curie más bajo</p> <p>Permitividad más alta</p>
<p>Dopantes “blandos” (donadores)</p> <p>La³⁺ (0.122), Nd³⁺ (0.115), Sb³⁺ (0.090), Bi³⁺ (0.114)</p> <p>ó Th⁴⁺ (0.110) para Pb²⁺ (0.132)</p> <p>Nb⁵⁺ (0.069), Ta⁵⁺ (0.068), Sb⁵⁺ (0.063)</p> <p>ó W⁶⁺ (0.065) para Ti⁴⁺ (0.068) ó Zr⁴⁺ (0.079)</p>	<p>Hace “blando” al material</p> <p>Permitividad más alta</p> <p>K_p más alto</p> <p>Q_m mucho más bajo</p> <p>Resistividad del orden de 10³ mayor</p>
<p>Dopantes “duros” (aceptadores)</p> <p>K⁺ (0.133) ó Na⁺ (0.094) para Pb²⁺ (0.132)</p> <p>Fe³⁺ (0.067), Al³⁺ (0.057), Sc³⁺ (0.083), In³⁺ (0.092)</p> <p>ó Cr³⁺ (0.064) para Ti⁴⁺ (0.068) ó Zr⁴⁺ (0.079)</p>	<p>Hace “duro” al material</p> <p>Permitividad más baja</p> <p>K_p más bajo</p> <p>Pérdidas dieléctricas menores</p> <p>Q_m mucho más alta</p>

CAPÍTULO 3

Banco de ensayos para la
caracterización de
materiales, sistemas,
sensores o actuadores en
entornos de tráfico vial

3. BANCO DE ENSAYOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES, SISTEMAS, SENSORES O ACTUADORES EN ENTORNOS DE TRÁFICO VIAL

3.1. Introducción

En el inicio de los trabajos de investigación sobre materiales piezoeléctricos y su aplicación en *energy harvesting*, resultó de gran utilidad la experiencia adquirida en el diseño del sistema VUAE [127]. Este sistema se desarrolló para medir con alta exactitud la velocidad de los vehículos que circulan por una carretera mediante el procesamiento de las señales obtenidas en parejas de cápsulas piezoeléctricas operando en la banda de los ultrasonidos. Adicionalmente, un sistema auxiliar de calibración procesaba la señal recogida en cables piezoeléctricos para certificar la precisión alcanzada en el sistema principal.

Así, se decidió explorar la posible utilización de los cables piezoeléctricos no sólo como elementos sensores sino como generadores de energía eléctrica y de este modo, valorar la *autoalimentación* de dicho sistema. Con el doble objetivo de eliminar la penosidad relativa a las pruebas de campo, tanto por las condiciones de intemperie como por lo tedioso que resulta obtener los permisos necesarios para realizar las medidas en carretera, y de poder realizar en el entorno seguro de un laboratorio, ensayos con repetitividad sobre los cables piezoeléctricos u otros materiales, dispositivos, sensores o transductores, se desarrolló el banco de ensayos que posteriormente fue patentado [128].

En la FIG. 33 se muestra un diagrama funcional del banco de ensayos y la relación entre sus elementos.

FIG. 33.- Diagrama funcional

El banco de ensayos permite realizar medidas de las señales eléctricas de los elementos piezoeléctricos que se exponen a vibraciones o impactos mecánicos en las pruebas de laboratorio y obtener sus modelos eléctricos. Adicionalmente, también se pueden modelizar elementos o sistemas de *energy harvesting* basados en dichos medios piezoeléctricos, registrando además la tensión y la potencia generada. Asimismo, se realiza la verificación de los

modelos eléctricos que se han obtenido, comprobando el comportamiento y las características eléctricas de los sistemas de *harvesting* que se someten a ensayo, prestando especial atención a la tensión y potencia eléctrica generada con identificación del punto óptimo de trabajo dónde se genera la máxima potencia eléctrica.

En la FIG. 34 se presenta a nivel de diagrama de bloques el banco de ensayos.

FIG. 34.- Diagrama de bloques del banco de ensayos

La hipótesis admitida en el diseño del banco considera tráfico continuo, persiguiendo la generación de respuestas en los materiales análogas a las recogidas si se encontraran bajo el asfalto.

En esencia, el banco de pruebas está formado por un **simulador de tráfico rodado**, constituido a su vez por una plataforma giratoria que admite diversas configuraciones para alojar las ruedas que emulan los ejes de los vehículos y una plataforma fija bajo la anterior, que aloja los elementos piezoeléctricos que se someten a ensayo. El accionamiento de la plataforma giratoria se realiza mediante un motor asíncrono trifásico (SIEMENS® 1LA7083-4AA-12) con su eje conectado a una caja reductora (MOTOVARIO® NMRV063) con factor de reducción 30:1. El **accionamiento del motor** se realiza mediante un variador de velocidad (DINVERTER DIN1220075B de Control Techniques Drives Ltd.) que recibe sus señales de consigna, activación y sentido de giro mediante una placa electrónica diseñada para tal fin. La configuración para los diversos experimentos, el mando sobre el motor y la toma de medidas se realiza mediante un **ordenador** que ejecuta el **programa interface de control** desarrollado mediante LabVIEW™ de National Instruments™ y que gobierna mediante bus USB la **tarjeta de adquisición de datos (DAQ 6251)** del mismo fabricante, siendo esta la interfaz entre el simulador de tráfico y el ordenador. La toma de medidas sobre los diversos materiales y circuitos de *energy harvesting*, se realiza mediante la **matriz de conmutación electrónica (SCM)** diseñada también para este fin. Así, las señales eléctricas de respuesta de los elementos piezoeléctricos se pueden derivar en primera instancia hacia un **osciloscopio** (Agilent Technologies™ TDS7054) conectado mediante USB con el programa de control, que procederá al registro de las mismas y con cuya información se generarán los modelos precisos de Fourier. Adicionalmente, la placa SCM responde a las señales de control de la DAQ para configurarse según diversas topologías rectificadoras con filtrado capacitivo presentes en la etapa de entrada de los sistemas de *harvesting*, para proceder a la validación de los resultados de simulación eléctrica mediante la conexión a diversas **cargas**. Mediante la conexión de cargas resistivas se generan las gráficas de comportamiento transitorio y estacionario, siendo de especial interés para caracterizar su comportamiento como sistemas generadores de energía eléctrica las gráficas de regulación (característica tensión-corriente en

régimen permanente) y de potencia (identificándose claramente la zona que permite obtener la máxima potencia de estos sistemas generadores). Finalmente, la conexión en los terminales de salida de la SCM de cargas electrónicas activas, como son los sistemas regulados de alimentación *harvesting* basados en convertidores conmutados, permiten realizar pruebas globales de comportamiento con sistemas de *harvesting*.

En la FIG. 35 puede verse el banco de ensayos realizando una sesión práctica. En este caso, se puede apreciar la fase inicial de toma de tensión de los elementos piezoeléctricos que se encuentran sometidos a estímulo mecánico mediante el simulador de tráfico rodado. Se aprecia la visualización en el osciloscopio de las señales eléctricas generadas que están siendo adquiridas por el ordenador para obtener sus modelos eléctricos precisos de Fourier. La tarjeta de conmutación electrónica (SCM) está conectando en este caso los medios piezoeléctricos con el osciloscopio, permaneciendo la circuitería de la etapa de entrada del *harvester* que reside en esta placa desconectada.

FIG. 35.- Ensayo en realización

3.2. Simulador de tráfico rodado

3.2.1. Arquitectura mecánica

La arquitectura mecánica del simulador de tráfico rodado permite emular el paso de diversos vehículos sobre elementos que se pueden encontrar dispuestos en una vía de comunicación terrestre, típicamente como elementos sensores de parámetros relacionados con el tráfico, tales como la velocidad de los vehículos, la densidad de circulación, el tarado en ruta de los vehículos pesados, o como en el caso de la presente Tesis Doctoral, abriendo el campo de investigación a la generación eléctrica en entornos viales.

Se pretende, por tanto, reproducir el efecto mecánico que el tráfico provocaría sobre ellos, consiguiendo que los tiempos de excitación de los elementos en el banco de ensayos sean coincidentes con los reales, en correspondencia con la velocidad de circulación según el tipo de vehículo. Un parámetro derivado del tiempo entre excitaciones es el factor tasa o densidad de tráfico q (vehículos/unidad de tiempo), siendo determinante a la hora de pronosticar el posible aprovechamiento energético de un medio de generación de energía eléctrica ubicado en este entorno.

Así pues, la arquitectura [129] del simulador de tráfico del banco de ensayos consigue emular el paso de ejes consecutivos de vehículos sobre un punto de observación en un carril donde se albergaría el elemento generador piezoeléctrico, igualando el tiempo de paso de los ejes del vehículo real con el tiempo de paso de los ejes en el simulador. Al ser un accionamiento

continuo, se obtiene además una tasa de tráfico programable, lo que permite probar el efecto de generación de energía según este factor.

En la FIG. 36 se presenta la vista esquemática de alzado del simulador y el detalle de las ubicaciones de los elementos piezoeléctricos en la plataforma inferior fija.

FIG. 36.- Alzado del simulador de tráfico (figura superior) y detalle de la plataforma fija (figura inferior).

La arquitectura del simulador de tráfico es abierta, permitiendo realizar cambios en la configuración de los ejes de forma rápida, utilizando las ubicaciones pre-taladradas que se han mecanizado en la plataforma giratoria superior.

Las ruedas industriales se seleccionaron dentro de las posibilidades ofrecidas por diversos fabricantes, siendo la opción factible, por disponibilidad y aplicando el criterio económico, las del fabricante Blickle® y el modelo elegido, que se muestra en la FIG. 37, es el L-P 261R-ST. Las ruedas tienen cámara de aire y una anchura de rodadura (T2) de 85mm. El diámetro de rueda (D) es de 260mm, presentando una altura total (H) hasta el soporte de 308mm, siendo su capacidad de carga de 150 kg. Para poder trazar perfectamente la trayectoria circular con independencia de las tolerancias de mecanizado de las respectivas ubicaciones, las ruedas constan de cabeza giratoria en la horquilla.

Datos técnicos:

Ø rueda	260 mm	(D)
Ancho rueda	85 mm	(T2)
Perfil	Perfil ranurado	
Cap. de carga a 4 km/h	150 kg	
Altura total	308 mm	(H)
Tipo de eje	Coj. de agujas	
Dimensión de platina	175 x 175 mm	(A,B)
Distancia agujeros	140 x 140 mm	(a,b)
Voladizo rueda girat.	78 mm	(F)
Peso por unidad	4,48 kg	
Ø agujero	15 mm	(d)
Resistente a temperaturas desde	-30 °C	
Resistente a temperaturas hasta	70 °C	
Dureza del bandaje	65A° Shore A

FIG. 37.- Características de las ruedas industriales

La rueda seleccionada proporciona un vano disponible de 308 mm entre las dos plataformas, siendo adecuado para albergar el conjunto motor-reductora y para disponer de suficiente espacio de trabajo para acceder a las ubicaciones de los medios piezoeléctricos. El bloque motor-reductora descansa sobre la plataforma fija y su fijación se consigue atornillando la brida del eje de salida de la reductora a la plataforma fija. El eje de salida de la reductora es ortogonal respecto al eje del motor y es hueco, lo que permite insertar en él el eje de giro ($\varnothing = 25$ mm.) de la plataforma superior chaveteado (chaveta de 112 mm de longitud y 3,3 mm de altura) en este extremo, cuyo diseño se presenta en la FIG. 38, y terminado en su otro extremo en una pieza circular (de 10 mm de espesor) soldada al eje, que se atornilla a la plataforma giratoria. La longitud de esta pieza de acople es de 290 mm., lo que permitiría utilizar ruedas entre 260 y 360 mm de altura total (H en la FIG. 37) teniendo en cuenta la altura del eje hueco de la reductora.

FIG. 38.- Pieza de acople entre la plataforma giratoria y el eje hueco de salida de la reductora

La plataforma inferior fija está firmemente ubicada sobre una mesa robusta con estructura de perfilera en hierro galvanizado. Entre la mesa y la plataforma fija se ha ubicado un material de goma para reducir las vibraciones debidas a las imperfecciones en el contacto entre las dos superficies. Adicionalmente, debido a que la plataforma inferior sobresale en voladizo sobre la mesa que actúa de soporte, se han dispuesto unas patas atornillables auxiliares para corregir el efecto de pandeo que se producía. En el caso de replegar estas patas auxiliares se pueden realizar ensayos de *harvesting* por vibración, colocando elementos piezoeléctricos en el voladizo de la plataforma inferior [130].

En la FIG. 39 se presenta el plano de alzado con el detalle de las dos plataformas y las cotas de interés.

FIG. 39.- Alzado con cotas (en cm) del simulador de tráfico

Ambas plataformas se han realizado con planchas de madera de aglomerado. Estos tableros se han mecanizado de origen con forma circular el superior y rectangular el inferior, posteriormente en nuestro laboratorio el inferior se mecanizó, utilizando una sierra de calar, con esquinas redondeadas para mayor seguridad. Los tableros son de 30 mm de espesor y de 21,22 kg/m² de densidad. La elección del material aglomerado se basó en dos factores fundamentales, el primero la facilidad con la que se mecanizan los taladros en las ubicaciones deseadas para los diversos ejes que simulan a los de un vehículo real y en segundo lugar que al

ser un material relativamente pesado confiere una masa necesaria para emular el efecto del tráfico rodado. Adicionalmente, en la parte superior de la plataforma giratoria se instalaron unos soportes atornillados solidariamente con las platinas de las ruedas para albergar masas suplementarias. En la práctica, estas masas las aportan pesas deportivas, disponibles con masas de 10 kg, 15 kg y 20 kg, apilables hasta un máximo de tres o cuatro (dependiendo del tipo de pesa) en cada soporte.

La vista de planta de la plataforma giratoria superior se presenta en la FIG. 40. En esta se aprecian las ubicaciones originalmente pre-taladradas en nuestro laboratorio dónde se pueden atornillar las ruedas industriales. Se puede observar que los diámetros de 150 cm (radios R75 en la figura) están medidos entre las posiciones centrales de apoyo de dos ruedas solidarias a este diámetro. En términos automovilísticos, la anchura entre dos ruedas de un mismo eje se denomina vía, siendo para un vehículo automóvil medio de 150 cm. Esto resulta de interés en los ensayos con cables piezoeléctricos.

Partiendo de cuatro ubicaciones a 90° entre ellas, se añadieron cuatro ubicaciones más a 22° y 45° respectivamente respecto al diámetro horizontal. Consideremos que este diámetro horizontal de la FIG. 40 actúa como primer eje de un vehículo (eje delantero) y que nos sirve como referencia a la hora de identificar el segundo eje (eje trasero). Observamos que manteniendo la velocidad de rotación constante, si utilizamos como segundo eje para colocar sus dos ruedas el que está a 22° respecto al de referencia, el tiempo de paso entre ejes sobre un punto de observación fijo en la plataforma inferior será menor que si las dos ruedas del segundo eje se colocan en las ubicaciones a 90° de la referencia. Por tanto, para una misma velocidad de rotación de la plataforma ω (rad/s), o bien n si la expresamos en rpm, dependiendo del ángulo relativo entre estos dos ejes, que denotaremos β ($^\circ$), se pueden reproducir tiempos de paso diferentes.

FIG. 40.- Planta de la plataforma rotatoria

Con estos grados de libertad deberemos actuar para reproducir las diferentes velocidades de los vehículos emulados según su relación con el tiempo de paso entre ejes.

Los tiempos de paso entre ambos ejes simulados se corresponden con el tiempo que transcurre entre el paso de los ejes delantero y trasero de un vehículo sobre un punto de la carretera. La distancia entre los ejes se denominada batalla, siendo característica y constante en cada modelo de automóvil. Así pues, si se igualan estos tiempos se tiene una réplica de los estímulos mecánicos en función de la velocidad de circulación de los vehículos reales. La Ec. 50 proporciona el tiempo de paso entre dos ejes consecutivos en el banco de ensayos t_e (s).

$$t_e = \frac{\beta}{n \cdot 6} \quad \text{Ec. 50}$$

La Ec. 51 obtiene la velocidad lineal equivalente, v (km/h), de un vehículo de batalla b (m).

$$v = \frac{b}{t_e} \cdot 3,6 = \frac{21,6 \cdot b \cdot n}{\beta} \quad \text{Ec. 51}$$

Una vez fijado el ángulo relativo entre ejes (β) en el simulador, la velocidad lineal simulada se obtiene ajustando la velocidad de rotación en rpm (n) de la plataforma móvil. La medida de la velocidad de giro real se obtiene mediante un cable piezoeléctrico colocado en la plataforma fija sobre el camino circular por el que transitan las ruedas y transversalmente a su avance.

Teniendo en cuenta la relación dada por la Ec. 51 se puede deducir el valor de las velocidades simuladas máximas para el ángulo mecanizado menor de $\beta = 22^\circ$, según los valores comerciales

disponibles de factor de reducción (i) de las cajas reductoras. Para ello se ha tomado como vehículo de referencia el habitualmente considerado en los estudios prácticos efectuados, un automóvil tipo berlina con batalla de 2,64 m. Estos resultados se resumen en la Tabla 10 considerando que a frecuencia nominal de 50 Hz, $n_r = 1395$ rpm para el motor seleccionado y que $n = n_r / i$.

Tabla 10.-Selección del factor de reducción (i) de la caja reductora

i	n (rpm)	v (km/h)
5	279	723,168
7,5	186	482,112
10	139,5	361,584
15	93	241,056
20	69,75	180,792
25	55,8	144,6336
30	46,5	120,528
40	34,875	90,396
50	27,9	72,3168
60	23,25	60,264
80	17,4375	45,198
100	13,95	36,1584

A la vista de estos resultados, se debe elegir una reductora con factor $i = 30$ para poder reproducir velocidades hasta la máxima legal en España en vías rápidas de 120 km/h.

En la FIG. 41 se presenta la disposición utilizada en los ensayos sobre cables piezoeléctricos. En la parte izquierda de la figura se presenta la disposición típica utilizada en los ensayos para un vehículo automóvil, donde de forma esquemática se identifican las cuatro ubicaciones de las ruedas y sus dos ejes correspondientes con sendos diámetros de la plataforma. En este tipo de ensayo, para provocar el impacto simultáneo de ambas ruedas de cada eje en un mismo cable, se necesita invertir sus posiciones bajo el punto central de la plataforma, aunque este efecto no se encuentra dibujado en la figura, el detalle del canal inferior bajo el bloque motor-reductora que permite el cruce de cables se aprecia en la FIG. 42. En la parte derecha de la FIG. 41 se representa la disposición de los cables para un ensayo que, manteniendo la misma disposición de las cuatro ruedas, se corresponderá con el paso sucesivo de vehículos de una rueda por eje como son las motocicletas. En este caso, los cables sólo se verán pisados en un único punto para lo cual se retiran ligeramente hacia un extremo del diámetro.

FIG. 41.- Vista superior de ensayos sobre cables piezoeléctricos

FIG. 42.- Vista de los canales bajo el bloque motor-reductora

En la FIG. 43 se representan los esquemas correspondientes a los ensayos con elementos piezoeléctricos dispuestos en cavidades (ver FIG. 36, inferior). Para estos ensayos, se mecanizaron nuevas ubicaciones para las ruedas sobre un camino de radio 61 cm (R_{61} en la FIG. 43), en el que se han mecanizado en la plataforma inferior posiciones para albergar medios piezoeléctricos. En la FIG. 44 se muestran dos elementos alojados en cavidades superficiales, así como un detalle del proceso de mecanizado.

De igual modo a lo que sucederá en una aplicación en carretera, a cada una de estas ubicaciones sólo le accionará una rueda de cada eje. Así con la misma disposición de las ruedas de la FIG. 41, en la FIG. 43 (izquierda) se presenta el ensayo correspondiente al paso de vehículos consecutivos (se representa únicamente uno de los elementos para no complicar el dibujo). En la FIG. 43 (derecha) se representa una configuración válida para emular ensayos para vehículos de 5 ejes.

FIG. 43.- Ensayos sobre elementos en cavidades. Automóvil (izada.), camión de 5 ejes (dcha.)

FIG. 44.- Elementos piezoeléctricos alojados en cavidades superficiales en el camino R_{61}

Para mecanizar el camino R_{61} se han aprovechado la mitad de los taladros previamente realizados en el camino R_{75} . Dado que la distancia entre taladros en las platinas de sujeción de las ruedas (FIG. 37) es de 140 mm, se obtiene el nuevo radio interior de 61 cm. La excepción son las posiciones con ángulo mínimo entre ejes ya que no se pueden reutilizar las posiciones de taladros debido a que el ángulo mínimo en el nuevo camino ha de aumentarse, como se demuestra a continuación.

El cálculo del ángulo mínimo entre ejes ($\beta_{\min}$) se ilustra en la FIG. 45, donde se representa un sector del camino de radio R en el que se presenta el caso límite de separación entre dos ruedas de diámetro D .

FIG. 45.- Ángulo mínimo entre ejes

Utilizando el teorema del coseno (Ec. 52), se determinará $\beta_{\min}$ aplicándolo al triángulo isósceles formado por 2 radios (R) de la plataforma y la proyección de los radios de las dos ruedas, que igualan a su diámetro (D) para la situación límite representada.

$$D_{\max}^2 = R^2 + R^2 - 2R^2 \cos \beta_{\min} \quad \text{Ec. 52}$$

Para el caso del camino R_{75} , $\beta_{\min}$ resulta de $19,96^\circ$, mientras que para el recorrido R_{61} resulta ser de $24,61^\circ$. Así pues, en la plataforma superior se mecanizaron los taladros para la fijación de las platinas de las ruedas con una separación mínima para los ejes de 22° en el camino de radio 75 cm, debiendo aumentarse a 27° para el nuevo camino interior R_{61} . Como se aprecia, se ha empleado un margen de seguridad de unos 2° para evitar las imprecisiones a la hora de la medida del ángulo y la realización física de los taladros.

Utilizando las relaciones derivadas de la arquitectura propuesta para el simulador de tráfico rodado, para las configuraciones de ensayos con vehículos de dos o cuatro ruedas presentados en las figuras FIG. 41 y FIG. 43, la Ec. 53 obtiene el tiempo entre vehículos sucesivos, t_v (s). La Ec. 54 permite obtener la separación entre vehículos homólogos en una carretera real, d_v (m), siendo l_v la longitud en metros del vehículo real. En estas ecuaciones el parámetro k toma el valor 1 en el caso de realizarse una configuración con dos vehículos simulados por vuelta completa de la plataforma giratoria y k será igual a 2 en el caso de realizar ensayos para un único vehículo por revolución.

$$t_v = \frac{(k \cdot 180) - \beta}{6n} \quad \text{Ec. 53}$$

$$d_v = \left(\frac{k \cdot 180}{6n} \right) \frac{v}{3.6} - l_v = \frac{k \cdot 180 \cdot b}{\beta} - l_v \quad \text{Ec. 54}$$

La tasa de tráfico, q , expresada en vehículos/unidad de tiempo vendrá determinada según la Ec. 55.

$$q = \frac{2 \cdot n}{k} \quad \text{Ec. 55}$$

3.2.2. Prestaciones cinemáticas y dinámicas del simulador de tráfico rodado

3.2.2.1. Prestaciones cinemáticas

Para realizar el ajuste de velocidad del simulador de tráfico del banco de ensayos, se necesita que el programa de control genere la tensión de consigna de velocidad adecuada al equipo variador de velocidad comercial disponible, capaz de controlar motores asíncronos de hasta 1 HP ó 0,75 kW. Para ello debemos conocer la respuesta cinemática y dinámica del motor asíncrono conectado mediante la reductora de velocidad a la plataforma móvil. Interesará

después de este estudio conocer mediante tablas los límites prácticos de funcionamiento del banco de ensayos tanto de velocidad como de masa aplicable sobre la plataforma.

Las características del motor trifásico SIEMENS™ seleccionado son las resumidas en la Tabla 11.

Tabla 11.- Motor 1LA7083-4AA12

$P_{\text{nominal}} = 0,75 \text{ kW}$	$V_{\text{nominal}} (\text{V}) = 230 \Delta / 400 \text{ y}$
$n_{\text{nominal}} = 1395 \text{ rpm}$	$I_{\text{nominal}} = 3,36 \text{ A } \Delta / 1,93 \text{ A y}$
$J_M = 0,0018 \text{ Kgm}^2$	$I_{\text{arranque}} = 4,2 \times I_{\text{nominal}} \text{ A}$
$T_{\text{nominal}} = 5,1 \text{ Nm}$	$T_{\text{arranque}} = T_{\text{máx}} = 2,3 \times T_{\text{nominal}} \text{ Nm}$
Rendimiento, $\eta = 72\%$	$f_{\text{nominal}} = 50 \text{ Hz}$

Este motor trifásico es de tipo asíncrono con rotor en cortocircuito (también conocido como jaula de ardilla). Consta de 2 pares de polos en sus devanados estatóricos, con lo que su velocidad de sincronismo (ω_s en rad/s o n_s en rpm) viene dada por las ecuaciones: Ec. 56 y Ec. 57, dónde p es el número de pares de polos y f la frecuencia de la tensión de línea aplicada al motor.

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p} \text{ (rad/s)} \quad \text{Ec. 56}$$

$$n_s = \frac{\omega_s \cdot 60}{2\pi} = \frac{60 \cdot f}{p} \text{ (rpm)} \quad \text{Ec. 57}$$

Por tanto, a frecuencia nominal de 50 Hz, la velocidad de sincronismo es de $n_s = 1500 \text{ rpm}$. Si el rotor girase a esta velocidad de sincronismo no se produciría movimiento relativo entre el giro del flujo magnético que atraviesa el entrehierro y el giro del rotor, con lo que no se produciría ni tensión ni corriente inducida en dicho rotor, y el par motor sería nulo. Así, en los motores asíncronos se producirá el giro del rotor a una velocidad más baja que la de sincronismo, siendo en este motor su velocidad de rotación a frecuencia nominal de $n_r = 1395 \text{ rpm}$ tal y como se detalla por su fabricante en las características resumidas en la Tabla 11.

Se define la velocidad de deslizamiento (ω_{sl}) de un motor asíncrono como la diferencia entre la velocidad de sincronismo y la de rotación (Ec. 58), es decir, será la velocidad del flujo magnético respecto a la del motor. Las tensiones inducidas en el rotor se producen a la frecuencia de deslizamiento.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad \text{Ec. 58}$$

El principio de funcionamiento del variador de velocidad del motor asíncrono se basa en controlar tanto la tensión de línea de alimentación de sus tres fases como la frecuencia de esta tensión de alimentación, lo que a su vez provocará la variación de la velocidad de rotación del motor. Si se desea trabajar en la zona lineal de la respuesta par-velocidad del motor, de modo que se ajuste de manera proporcional el cambio de consigna de velocidad, se deberá operar tratando de mantener constante el cociente entre la tensión de línea y su frecuencia, lo que se conoce como funcionamiento a par constante [131]. En la FIG. 46 se presenta la zona de detalle del conjunto de gráficas del par motor (T_m) en función de la velocidad angular (ω_r) de rotación al variar la frecuencia de la tensión de línea (f_i). En todas ellas se trabaja con deslizamiento pequeño y flujo magnético constante en el entrehierro. Se observa la proporcionalidad en la respuesta al ser una colección de rectas paralelas.

FIG. 46.- Características Par-velocidad con Par de carga constante
(flujo magnético constante)

Para programar adecuadamente el control de velocidad del banco de ensayos se comprueba de forma práctica la respuesta tensión-frecuencia del variador de velocidad comercial DINVERTER DIN1220075B empleado, para establecer la relación entre consigna de velocidad entregada al equipo variador y la frecuencia de las tensiones de alimentación que genera.

En la FIG. 47 se observa la relación existente entre la frecuencia obtenida del equipo variador y la tensión de consigna (o mando), aplicada en su entrada de control para seleccionar la velocidad de giro necesaria en el motor. Estas pruebas se han realizado en las siguientes condiciones: en circuito abierto, es decir, sin ningún motor conectado al variador, conectando un motor de ½ CV sin carga mecánica acoplada y finalmente conectado el motor SIEMENS™ que acciona el banco de ensayos. De estos resultados se observa claramente como la respuesta práctica de ajuste de la frecuencia es lineal en respuesta a la consigna introducida y que el propio variador ajusta a su vez la constante de proporcionalidad según el par mecánico necesario, ya que el variador utiliza como mecanismo de realimentación el sensado de la corriente de línea consumida, la cual es proporcional al par motor que se entrega. Así el control que se va a implementar en el banco de ensayos se simplifica mucho, ya que la realimentación de la velocidad real de giro reflejará un bajo nivel de error al implementar el equipo variador su propio mecanismo de realimentación. En el caso del ensayo con motor de ½ CV se ha llevado al equipo variador hasta su frecuencia máxima, estando internamente programada a 70 Hz. No obstante, en la prueba con el banco de ensayos, las vibraciones mecánicas que se producen a máxima velocidad no aconsejan sobrepasar la frecuencia práctica de 51 Hz en el variador.

(a)

(b)

(c)

FIG. 47.- Relación entre la frecuencia de línea generada por el equipo variador y su tensión de control (consigna)
(a) Variador en circuito abierto, (b) Conectado a un motor de 1/2 CV sin carga mecánica acoplada, (c) Conectado al motor de 1 CV del banco de ensayos en funcionamiento.

El modo de funcionamiento descrito anteriormente como *a par constante*, se verifica empíricamente en las nuevas medidas realizadas con el equipo analizador de calidad eléctrica FLUKE™ 43 y resumidas en la FIG. 48. Aquí se aprecia cómo el equipo mantiene la relación lineal entre la tensión y la frecuencia de línea que se generan en el equipo en un amplio rango.

Se aprecia también la zona de saturación de tensión del variador a 230 V a partir de 50 Hz cuando se encuentra en vacío. La zona práctica de trabajo que se obtiene con el simulador de tráfico conectado está comprendida entre la frecuencia mínima de 10 Hz (a partir de la cual el variador consigue vencer el par inercial y comienza a girar la estructura) y la máxima alcanzable de 51 Hz,

a partir de la cual se deja el modo de trabajo *a par constante* al saturar en tensión el equipo variador y se producen fuertes vibraciones mecánicas en los ensayos.

FIG. 48.- Gráfica tensión-frecuencia del equipo variador.

En la Tabla 12 se presentan los valores de las velocidades simuladas alcanzadas en diferentes ensayos, en función de los ángulos β disponibles en las posiciones pre-taladradas y aplicando una selección de frecuencias, entre las que se ha incluido la máxima teórica de 70 Hz, así como las frecuencias prácticas máxima y mínima. Se ha detallado también la frecuencia intermedia de 28,5 Hz dado que se ha utilizado para la mayoría de los ensayos realizados con cerámicas piezoeléctricas. Todas las velocidades se obtienen tomando como vehículo de referencia un automóvil medio tipo berlina de batalla 2,64 m. Para el caso del camino R_{61} se ha necesitado sustituir el ángulo mínimo de 22° por el ángulo $\beta_{\min} = 27^\circ$ según se demostró con la Ec. 52.

Tabla 12.- Resumen de prestaciones cinemáticas del banco de ensayos

Ensayo	frecuencia variador AC (Hz)	n (rpm)	Radio rodadura (cm)	Ángulo entre ejes β ($^\circ$)	Batalla b (m)	Tiempo entre ejes t_e (s)	v simulada (km/h)
1	10	9,30	75 ó 61	90	2,64	1,613	5,9
2	28,5	26,51	75 ó 61	90	2,64	0,566	16,8
3	51	47,43	75 ó 61	90	2,64	0,316	30,1
4	70	65,10	75 ó 61	90	2,64	0,230	41,2
5	10	9,30	75 ó 61	45	2,64	0,806	11,8
6	28,5	26,51	75 ó 61	45	2,64	0,283	33,6
7	51	38,78	75 ó 61	45	2,64	0,158	60,1
8	70	65,10	75 ó 61	45	2,64	0,115	82,5
9	10	9,30	75	22	2,64	0,394	24,1
10	28,5	26,51	75	22	2,64	0,138	68,7
11	51	47,43	75	22	2,64	0,077	122,9
12	70	65,10	75	22	2,64	0,056	168,7
13	10	9,30	61	27	2,64	0,484	19,6
14	28,5	26,51	61	27	2,64	0,170	56,0
15	51	47,43	61	27	2,64	0,095	100,2
16	70	65,10	61	27	2,64	0,069	137,5

En las dos últimas filas de la Tabla 13 se observa que estas velocidades podrían crecer de forma teórica hasta 168,7 km/h y 137,5 km/h en los respectivos caminos, si se compensara adecuadamente el problema de vibración mecánica provocado por el rebote de las ruedas industriales al pasar sobre las cavidades que alojan los elementos piezoeléctricos en el camino interno.

Tabla 13.- Velocidades simuladas en orden creciente

Ensayo	frecuencia variador AC (Hz)	n (rpm)	Radio rodadura (cm)	Ángulo entre ejes β (°)	Batalla b (m)	Tiempo entre ejes te (s)	v simulada (km/h)
1	10	9,30	75 ó 61	90	2,64	1,613	5,9
5	10	9,30	75 ó 61	45	2,64	0,806	11,8
2	28,5	26,51	75 ó 61	90	2,64	0,566	16,8
13	10	9,30	61	27	2,64	0,484	19,6
9	10	9,30	75	22	2,64	0,394	24,1
3	51	47,43	75 ó 61	90	2,64	0,316	30,1
6	28,5	26,51	75 ó 61	45	2,64	0,283	33,6
4	70	65,10	75 ó 61	90	2,64	0,230	41,2
14	28,5	26,51	61	27	2,64	0,170	56,0
7	51	47,43	75 ó 61	45	2,64	0,158	60,1
10	28,5	26,51	75	22	2,64	0,138	68,7
8	70	65,10	75 ó 61	45	2,64	0,115	82,5
15	51	47,43	61	27	2,64	0,095	100,2
11	51	47,43	75	22	2,64	0,077	122,9
16	70	65,10	61	27	2,64	0,069	137,5
12	70	65,10	75	22	2,64	0,056	168,7

3.2.2.2. Prestaciones inerciales

En la FIG. 49 se presenta la colocación de masas adicionales sobre las ruedas del mismo eje de un vehículo simulado, durante la realización de pruebas sobre cables piezoeléctricos. Con el fin de poder utilizar estas masas suplementarias con seguridad en la plataforma giratoria, se utilizan los soportes que se diseñaron para este fin.

Las limitaciones dinámicas del banco de ensayos están relacionadas con el tipo de aceleración programada en el variador de velocidad y el momento de inercia existente en cada experimento, con las características nominales par-velocidad (FIG. 46) del motor empleado y con un adecuado factor de servicio de la caja reductora.

Se realiza un estudio para determinar la masa adicional máxima que se podría utilizar sobre la plataforma giratoria.

(a)

(b)

FIG. 49.- (a) Masas adicionales sobre uno de los ejes en ensayos con cables piezoeléctricos en el camino R₇₅, apreciándose un soporte sin masas (b) Detalle del soporte con 3 pesas deportivas como masa suplementaria.

Según [132], el par disponible para poner en funcionamiento un motor asíncrono desde el reposo, T_{acc} , se puede determinar con una buena aproximación utilizando la Ec. 59, dónde se pondera el par de arranque a velocidad nula y el punto de par máximo en la gráfica par-velocidad nominal del motor, como se ilustra en la FIG. 50. Este par disponible de aceleración será la diferencia entre el par inercial y el que solicita la carga. El par inercial calculado en el eje del motor, relaciona la aceleración del eje motor (α_m) con la suma de los momentos de inercia del motor (J_m) y el de carga referido al eje del motor (J_o^m). El par de carga (T_{carga}) se afecta a su vez por el coeficiente K_L cuyos valores se presentan en la Tabla 14.

$$T_{acc} = 0,45 \cdot (T_{arranque} + T_{m\acute{a}ximo}) = (J_m + J_o^m) \cdot \alpha_m - K_L \cdot T_{carga} \quad Ec. 59$$

FIG. 50.- Gráfica Par-velocidad típica

Tabla 14.- Valores del factor K_L

Coeficiente de carga	Tipo de carga			
	Ascensor	Ventilador	Bombas de pistones	Volante de inercia
K_L	1	0,33	0,5	0

Habitualmente, los ensayos tienen una duración larga, del orden de unos veinte minutos de duración media, a velocidad de giro constante, lo que permite considerarlo como un volante de inercia, en el que se han considerado despreciables adicionalmente los rozamientos en todo el conjunto.

En la Ec. 60 se calcula el momento de inercia (J_{pg}) de la plataforma giratoria circular de 1,80 m de diámetro y cuyo material es de densidad $\gamma = 21,22 \text{ kg/m}^3$.

$$J_{pg} = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot M_{pg} \cdot R^2 = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \gamma \cdot \pi \cdot R^4 = 21,87 \text{ kgm}^2 \quad \text{Ec. 60}$$

En la Ec. 61 se calcula el momento de inercia de cuatro ruedas industriales (J_r) ubicadas en el camino R_{75} considerándolas como masas puntuales. De forma análoga, la Ec. 62 obtiene el momento de inercia de las restantes cuatro ruedas cuando se encuentran en el camino de radio 61 cm. Se considerará el efecto conjunto de todas las ruedas ya que es posible realizar simultáneamente ensayos en ambos caminos de rodadura.

$$J_{r_{R75}} = 4 \cdot (M_r \cdot R_{75}^2) = 4 \cdot (4,48 \cdot 0,75^2) = 10,57 \text{ kgm}^2 \quad \text{Ec. 61}$$

$$J_{r_{R61}} = 4 \cdot (M_r \cdot R_{61}^2) = 4 \cdot (4,48 \cdot 0,61^2) = 6,99 \text{ kgm}^2 \quad \text{Ec. 62}$$

Recordemos que la caja reductora es de relación de reducción 30:1, definimos por tanto $i = 30$. El momento de inercia en el eje de entrada (J_{ir}) de la misma (eje motor) está relacionado con el de su eje de salida (J_{or}) según la Ec. 63.

$$J_{ir} \cdot i^2 = J_{or} \quad \text{Ec. 63}$$

Se utiliza la función programable de tipo rampa para el control de la variación de la velocidad del equipo variador, es decir, se define un control con aceleración constante, mediante la definición del tiempo que tardará el accionamiento en acelerar el motor hasta su velocidad programada máxima. Así la variación de la frecuencia de la tensión de línea en el arranque del equipo se realizará linealmente desde 0 hasta la frecuencia máxima programada, que, recordemos, es de 70 Hz. Por tanto, la velocidad teórica máxima en el eje del motor de 1953 rpm (204,52 rad/s) se alcanzaría en el tiempo definido de aceleración. Se ha programado en 5 segundos el tiempo de aceleración, por tanto, con este modo de control queda fijada la aceleración angular del eje motor a $40,9 \text{ rad/s}^2$ de forma constante, independientemente de la consigna de velocidad establecida en cada ensayo, lo que aplicado a los cálculos inerciales permite determinar la masa suplementaria máxima que se podrá colocar sobre la plataforma.

Tomando los datos del motor de la Tabla 11 y aplicándolos a la Ec. 59, se obtiene que el par de aceleración disponible será $T_{acc} = 10,557 \text{ Nm}$, y que el momento de inercia total referido al eje del motor no deberá exceder de $0,258 \text{ kgm}^2$, dado que la aceleración del eje del motor es constante ($40,9 \text{ rad/s}^2$) debido al accionamiento y que $K_L = 0$, según la Tabla 14.

Dado que el motor presenta un momento de inercia de $J_M = 0,0018 \text{ kgm}^2$, restan $0,256 \text{ kgm}^2$ para el máximo momento de inercia aplicable en el eje motor. Según la Ec. 63, el momento de inercia en el eje de salida de la reductora deberá ser como máximo de $230,4 \text{ kgm}^2$. Por tanto, aplicando la suma de los momentos de inercia calculados en las ecuaciones: Ec. 60, Ec. 61 y Ec.

62, se permite suplementar con un momento de inercia adicional de 190,97 kgm². Según se aprecia en la FIG. 49, la disposición de los soportes disponibles para las masas suplementarias sobre las ruedas permite considerarlas como masas puntuales, del mismo modo que se ha hecho con las propias ruedas. Si se sitúan en el camino R₇₅ obtenemos, utilizando la Ec. 61, que la limitación quedará establecida en 339,5 kg de masa total adicional, o en 84,87 kg sobre cada una de las 4 ruedas.

Este estudio se debe completar con la información que aporta el fabricante de la reductora (FIG. 51) en su manual [133] .

FIG. 51.- Caja reductora

La reductora utilizada debe verificar un adecuado factor de servicio (f.s.). Este parámetro depende de las condiciones de funcionamiento a las que se verá sometida. Concretamente, según el tipo de carga de la máquina accionada, el número de horas de funcionamiento diario (horas/día) y la frecuencia de los arranques (arranques/hora). El fabricante facilita la gráfica reproducida en la FIG. 52 relacionando el factor de servicio necesario según el tipo de carga mecánica acoplada y el modo de utilización diario de la reductora.

Según la clasificación de la FIG. 52, la plataforma giratoria será una carga de tipo C. En el eje horizontal inferior ([5..100]*) se indica el número de arranques por hora. Dado que la duración media de los ensayos está en el orden de los veinte minutos, se toma el menor de ellos, es decir, 5. En el eje horizontal superior (Δ) se indica el número de horas de funcionamiento continuado por día, en nuestra aplicación, $2 < \Delta < 8$ horas. Por tanto, la reductora escogida deberá poseer un factor de servicio comprendido entre 1,2 y 1,4 según la utilización.

El variador comercial de velocidad disponible admite como máximo motores de 1 CV, así que el motor utilizado presenta esta potencia nominal equivalente a 0,75 kW, es de 4 polos en el estator y de tamaño normalizado IEC 80, dato que fija la brida de conexión de la reductora al eje motor de tipo B5 de 200 mm de diámetro.

- A. Tornillos de Arquímedes para materiales ligeros, ventiladores, líneas de montaje, cintas transportadoras para materiales ligeros, pequeños agitadores, elevadores, máquinas limpiadoras, máquinas llenadoras, máquinas comprobadoras, cintas transportadoras.
- B. Dispositivos de enrollado, alimentadores de las máquinas para la madera, montacargas, equilibradores, roscadoras, agitadores medios y mezcladores, cintas transportadoras para materiales pesados, cabrestantes, puertas corredizas, raspadores de abono, máquinas empaquetadoras, hormigoneras, mecanismos para el movimiento de las grúas, fresadoras, plegadoras, bombas de engranajes.
- C. Agitadores para materiales pesados, cizallas, prensas, centrifugadoras, soportes rotativos, cabrestantes y elevadores para materiales pesados, tornos para la rectificación, molinos de piedras, elevadores de cangilones, perforadoras, moledores a percusión, prensas de excéntrica, plegadoras, mesas giratorias, pulidoras, vibradores, cortadoras.

FIG. 52.- Estimación del factor de servicio

En la FIG. 53 se presenta un extracto del catálogo dónde se han seleccionado las reductoras que se pueden acoplar al motor disponible (indicado en la columna IEC con 80B4, 80B en relación a su tamaño y 4 al número de polos). En la primera columna se indica la velocidad en rpm del eje de salida de la respectiva reductora a velocidad nominal del eje motor. Se aprecia que para un motor asíncrono de 4 polos, la velocidad nominal considerada por el fabricante de la reductora será de 1400 rpm (prácticamente coincidente con las 1395 rpm en el caso del motor utilizado) a 50 Hz de frecuencia nominal de la tensión de alimentación y que dependiendo de la relación de reducción, i en la cuarta columna, se disponen de las velocidades mostradas n_2 . Como se eligió el factor de reducción de $i = 30$ (ver Tabla 10) para poder alcanzar la velocidad simulada de 120 km/h, sólo falta verificar que la reductora escogida, NMRV063, cumple con el factor de servicio necesario. En la tercera columna se aprecia que éste es de 1,4 cumpliendo así con la recomendación deducida de la FIG. 52.

0,75 kW						
n_2 [1/min]	M_2 [Nm]	f.s.	i			F_r [N]
280,0	23	3,0	5	NMRV050	80B4	1577
186,7	34	2,3	7,5	NMRV050	80B4	1805
140,0	45	1,8	10	NMRV050	80B4	1987
93,3	64	1,3	15	NMRV050	80B4	2274
70,0	82	1,0	20	NMRV050	80B4	2503
93,3	64	2,2	15	NMRV063	80B4	2973
70,0	84	1,6	20	NMRV063	80B4	3272
56,0	101	1,3	25	NMRV063	80B4	3524
46,7	115	1,4	30	NMRV063	80B4	3745
35,0	145	1,0	40	NMRV063	80B4	4122
56,0	104	1,9	25	NMRV075	80B4	4160
46,7	118	1,9	30	NMRV075	80B4	4421
35,0	149	1,5	40	NMRV075	80B4	4865
28,0	179	1,2	50	NMRV075	80B4	5241
23,3	203	1,0	60	NMRV075	80B4	5569
28,0	187	2,0	50	NMRV090	80B4	5799
23,3	215	1,6	60	NMRV090	80B4	6163
17,5	262	1,1	80	NMRV090	80B4	6783
14,0	307	0,9	100	NMRV090	80B4	7306
17,5	278	1,8	80	NMRV105	80B4	8571
14,0	327	1,4	100	NMRV105	80B4	9232
17,5	278	1,9	80	NMRV110	80B4	8571
14,0	327	1,5	100	NMRV110	80B4	9232

FIG. 53.- Características de las reductoras disponibles para motores de 2 pares de polos y 0,75 kW

Según [133], el par máximo en el eje de salida de la reductora no debe exceder el 200% del par nominal, M_2 en la FIG. 53. Esto obliga a reconsiderar el cálculo efectuado anteriormente para la masa adicional suplementaria. Así, en el arranque, el par en el eje de la reductora podrá ser de hasta 230 Nm o de 7,66 Nm en el eje motor. Esto provoca una reducción en la estimación inicial que se realizó anteriormente de $T_{acc} = 10,557$ Nm a 7,66 Nm. Por tanto, operando de manera análoga mediante el uso de las ecuaciones: Ec. 59, Ec. 60, Ec. 61, Ec. 62 y Ec. 63 se obtendrá un momento de inercia suplementario de como máximo 127,5 kgm², es decir, que la masa

suplementaria total adicional sobre el camino R_{75} quedará limitada a 226,66 kg, o bien a 56,66 kg sobre cada una de las cuatro ruedas.

Los últimos detalles del diseño mecánico son la elección de la brida de conexión a la reductora y la comprobación de que físicamente queda espacio para acceder al hueco entre las dos plataformas. La brida de salida de la reductora será de tipo FD, según el catálogo, y esta se atornillará a la plataforma fija mediante cuatro tornillos, siendo este el punto de fijación para el eje de giro de la plataforma móvil. La altura de la brida del eje de salida de la reductora es de 107 mm a contar desde el centro del eje de entrada (eje motor). Como la brida de conexión al motor es de 200 mm de diámetro, la altura total del conjunto motor-reductora es de 207 mm, quedando un vano de 101 mm hasta la plataforma giratoria ya que las ruedas presentan una altura total de 308 mm (ver FIG. 37 y FIG. 39).

3.3. Matriz de conmutación electrónica

La matriz de conmutación electrónica (SCM) [134] es un circuito electrónico programable mediante la configuración de los 21 relés DPDT que la constituyen. Forma parte del sistema de hardware electrónico de *harvesting* (HEH), que junto al software de medida y control programado en LabVIEW® forman de forma más global el nuevo instrumento virtual [135] descrito en este banco de ensayos.

La matriz de conmutación permite encaminar las señales eléctricas generadas en los N elementos piezoeléctricos (N actualmente como máximo es 6) hacia un osciloscopio o hacia las estructuras de *harvesting*, seleccionar la topología rectificadora de modo independiente para cada elemento o única para todos ellos, así como asociar las estructuras rectificadoras independientes en serie o en paralelo. Finalmente, podrá conectar el banco de condensadores acumuladores de la salida de los rectificadores con las cargas de tipo resistivo o electrónico (circuito DC/DC de *harvesting*). La secuencia de encaminamiento de las diferentes señales eléctricas se realiza según las fases descritas en la Tabla 15, en la que también se indica los relés involucrados en cada fase.

Tabla 15.- Fases de selección de la matriz de conmutación electrónica

Fase	Descripción	Relés
Fase 1	Tensión de los PDUTs hacia estructuras rectificadoras o hacia osciloscopio	RL1, RL2, RL3, RL4, RL5, RL6
Fase 2	N estructuras rectificadoras o una única estructura rectificadora para conectar los N PDUTs seleccionados en la fase 1	RL7, RL8, RL9, RL10, RL11
Fase 3	Estructura rectificadora de tipo puente de diodos o estructura rectificadora de tipo doblador	RL12, RL13, RL14
Fase 4	Asociación de estructuras rectificadoras en serie o en paralelo	RL17, RL18, RL19, RL20, RL21
Fase 5	Selección de los bancos resistivos de carga o de descarga del banco de condensadores al finalizar el ensayo	RL15
Fase 6	Selección del banco resistivo 1 ó 2 de carga (o conexión hacia convertidor DC/DC externo)	RL16

De forma gráfica, en la FIG. 54 se presenta un diagrama esquemático para describir las opciones de selección que se efectúan utilizando la SCM.

Aunque se encuentran instalados cuatro elementos piezoeléctricos en el camino R_{61} , aún sería posible insertar dos elementos más como los actualmente utilizados, por ello se han previsto hasta seis entradas en la clema de conexión de los PDUTs al hardware. Para realizar las seis fases descritas en la Tabla 15, se requieren once líneas de control que gobierna el software de medida y control a través de la tarjeta de adquisición de datos (DAQ) NI USB-6251.

FIG. 54.- Diagrama funcional del Hardware Electrónico de Harvesting

Las once señales de control que son necesarias para manejar las distintas fases de conmutación descritas anteriormente son:

- M1 a M6: Indican si la tensión generada en los elementos piezoeléctricos se encamina hacia las estructuras rectificadoras o hacia el osciloscopio. A nivel bajo conectan con las estructuras rectificadoras y a nivel alto con el osciloscopio. Controlan a 6 relés mediante sus respectivos 6 transistores de excitación.
- s1est: A nivel alto indicará que se utilizará una única estructura rectificadora. A nivel bajo, cada estructura rectificadora puente o dobladora se podrá conectar a su vez en paralelo con las restantes o en serie, según indiquen las 2 señales de control siguientes. Controla a 5 relés mediante un único transistor.
- sD: A nivel alto indica que se utiliza una topología de tipo doblador. A nivel bajo indica el uso de topología de puentes de diodos. Controla a 3 relés a través de un único transistor.
- serie: Indica si los rectificadores se conectan entre sí en serie (a nivel alto) o en paralelo (a nivel bajo). Controla a 5 relés mediante un único transistor.
- sRdes: A nivel bajo, la rama de los condensadores está conectada a las resistencias de carga (o al hw. DC/DC externo). A nivel alto, los condensadores se conectan a la red serie de resistencias de descarga (Rdes). Controla a 1 relé mediante transistor.
- sRx: A nivel alto conecta el banco de condensadores con R2 y a nivel bajo con R1. Controla a 1 relé mediante transistor. En el caso de no conectar físicamente ningún resistor de carga se podrá utilizar la clema de salida para conectar al banco de condensadores el hardware de harvesting externo.

En la FIG. 55 se presenta el esquema de la placa HEH solamente para los tres primeros dispositivos piezoeléctricos disponibles, señalando las distintas fases que se implementan en la matriz de conmutación electrónica, formada por relés de tipo DPDT. Al ser un circuito ampliable siguiendo la filosofía de diseño que se muestra, no se representa la totalidad del mismo para mayor claridad. Asimismo, se representa un único diodo rectificador por rama por simplicidad, ya que en la placa real se instalan tantos en serie como son necesarios para el ensayo a realizar.

FIG. 55.- Placa HEH

En la Tabla 16 se presenta la tabla lógica correspondiente a una selección de combinaciones de las variables de control que implementan las diferentes fases de conmutación

Tabla 16.- Tabla de selección

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	s1est	sD	serie	sRx	sRdes
6 PDUTs a Osciloscopio	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
PDUT1 a Osciloscopio	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
PDUT2 a Osciloscopio	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
PDUT3 a Osciloscopio	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
PDUT4 a Osciloscopio	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
PDUT5 a Osciloscopio	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
PDUT6 a Osciloscopio	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
PDUT1 Puente-paralelo	0	1	1	1	1	1	0	0	0	A	0
PDUT1 Puente-serie	0	1	1	1	1	1	0	0	1	A	0
PDUT2 Puente-paralelo	1	0	1	1	1	1	0	0	0	A	0
PDUT2 Puente-serie	1	0	1	1	1	1	0	0	1	A	0
PDUT3 Puente-paralelo	1	1	0	1	1	1	0	0	0	A	0
PDUT3 Puente-serie	1	1	0	1	1	1	0	0	1	A	0
PDUT4 Puente-paralelo	1	1	1	0	1	1	0	0	0	A	0
PDUT4 Puente-serie	1	1	1	0	1	1	0	0	1	A	0
PDUT5 Puente-paralelo	1	1	1	1	0	1	0	0	0	A	0

PDUT5 Puente-serie	1	1	1	1	0	1	0	0	1	A	0
PDUT6 Puente-paralelo	1	1	1	1	1	0	0	0	0	A	0
PDUT6 Puente-serie	1	1	1	1	1	0	0	0	1	A	0
PDUT1 Doblador-paralelo	0	1	1	1	1	1	0	1	0	A	0
PDUT1 Doblador-serie	0	1	1	1	1	1	0	1	1	A	0
PDUT2 Doblador-paralelo	1	0	1	1	1	1	0	1	0	A	0
PDUT2 Doblador-serie	1	0	1	1	1	1	0	1	1	A	0
PDUT3 Doblador-paralelo	1	1	0	1	1	1	0	1	0	A	0
PDUT3 Doblador-serie	1	1	0	1	1	1	0	1	1	A	0
PDUT4 Doblador-paralelo	1	1	1	0	1	1	0	1	0	A	0
PDUT4 Doblador-serie	1	1	1	0	1	1	0	1	1	A	0
PDUT5 Doblador-paralelo	1	1	1	1	0	1	0	1	0	A	0
PDUT5 Doblador-serie	1	1	1	1	0	1	0	1	1	A	0
PDUT6 Doblador-paralelo	1	1	1	1	1	0	0	1	0	A	0
PDUT6 Doblador-serie	1	1	1	1	1	0	0	1	1	A	0
1 única estructura Puente	0	0	0	0	0	0	1	0	0	A	0
1 única estructura Dobladora	0	0	0	0	0	0	1	1	0	A	0
6 estructuras en Puente-paralelo	0	0	0	0	0	0	0	0	0	A	0
6 estructuras Dobladoras-paralelo	0	0	0	0	0	0	0	1	0	A	0
R descarga	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Si A=1→R2, Si A=0→R1

Se puede observar en la lógica elegida en la Tabla 16 anterior y en el esquema presentado en la FIG. 55, que en el caso de que todas las señales de control permanezcan en reposo a 0 lógico (situación presentada en la fila antepenúltima: 6 estructuras en Puente-paralelo), se habrá seleccionado que todos los PDUTs conectados disponibles se encaminen hacia topologías independientes de puentes rectificadores en conexión paralelo entre ellos, seleccionando el banco de cargas R1. De este modo, al ser una de las configuraciones más utilizadas en las distintas pruebas, el consumo de la alimentación que excita los circuitos driver de las bobinas de los relés será nulo.

La utilización adecuada de las líneas de la DAQ que realizarán las funciones de las once señales de control requiere de una serie de consideraciones prácticas que se detallan a continuación. Por una parte, se necesita verificar la adecuada selección del resistor de polarización del circuito driver que activará la bobina de los respectivos relés para no comprometer el nivel lógico alto. Por otro lado, hay que considerar que la alimentación proviene de la DAQ y por tanto se debe evaluar que no se exceda la máxima corriente de 1 A que puede proporcionar.

Para la primera cuestión, se necesita la información del catálogo de la DAQ [136] que se presenta en la FIG. 56, así como las tensiones nominal y mínima de activación y el valor resistivo de la bobina del relé (R_{rel}). El relé elegido es el FX2 D3292 de AXICOM y presenta un valor de $R_{rel} = 101 \Omega$, con 3,15 V de tensión mínima de activación y 4,5 V de valor nominal. El comportamiento de los dos puertos disponibles (PO y PFI en la FIG. 56) es ligeramente diferente, no obstante, tomando la característica a 25°, en ambos casos se aprecia una relación lineal entre la tensión disponible en cada puerto y la corriente demandada por la electrónica a él conectada. Por tanto, en el diseño del circuito de excitación de la bobina del o de los relés conectados a cada puerto, se propone el circuito equivalente presentado en la FIG. 57. En este esquema se representa como ejemplo el circuito para el relé RL1 de la FIG. 55, indicando las conexiones a sus terminales

de control SM1+ y SM1-. Vo es la tensión del puerto digital en condiciones de circuito abierto, es decir cuando la corriente de salida es nula y coincide con la tensión disponible de alimentación en la DAQ de 5 V. Ro es la pendiente de la gráfica de la FIG. 56, cuyos valores están calculados en la tabla de la FIG. 57 utilizando la Ec. 64, dónde el valor de ΔV_{oh} es de 1 V para ambas gráficas, al tomar los puntos de 5 V y 4 V respectivamente, a la temperatura de referencia de 25 °C.

FIG. 56.- Gráficas V-I de las salidas digitales de la DAQ a nivel alto

El cálculo de R_b para polarizar en saturación al transistor excitador se realiza para una $\beta_{forzada} = 10$ fijada por diseño. Las ecuaciones Ec. 65, Ec. 66 y Ec. 67 permiten realizar los cálculos que se resumen en la FIG. 57.

$$R_o = \frac{\Delta V_{oh}}{\Delta I_{oh}} \quad \text{Ec. 64}$$

$$I_{csat} = \frac{V_{DC} - V_{CE(sat)}}{R_{rel}} \quad \text{Ec. 65}$$

$$I_{bsat} = \frac{I_{csat}}{\beta_{forzada}} \quad \text{Ec. 66}$$

$$R_b = \frac{V_o - V_{BE(sat)}}{I_{bsat}} - R_o \quad \text{Ec. 67}$$

		Puertos PO	Puertos PFI
	Vo	5 V	5 V
	Ro	(1/31) kΩ	(1/20) kΩ
Rb	1 relé (I _{Csat} = 47 mA)	847 Ω	830 Ω
	3 relés (I _{Csat} = 142 mA)	260 Ω	243 Ω
	5 relés (I _{Csat} = 225 mA)	143 Ω	126 Ω

FIG. 57.- Diseño del circuito de excitación de los relés

Los valores comerciales para las diferentes R_b son de 820 Ω , 200 Ω y 110 Ω respectivamente, permitiendo así garantizar la saturación de los transistores con independencia del puerto finalmente empleado.

Faltaría por último verificar que no se excede el límite de 1 A para la tensión de alimentación V_{dc} . Para el hipotético caso de que las 11 señales de control estuvieran a nivel alto, se consumirían $I_{dc} = 8 \times 47 + 2 \times 225 + 142 = 968$ mA, con lo que no se sobrepasaría dicho límite, no obstante, esta combinación es imposible ya que si se seleccionara en el primer nivel de conmutación, $M1...M6 = "H"$, es decir que las seis tensiones procedentes de los elementos piezoeléctricos se encaminaran hacia el osciloscopio, las otras cinco señales de control permanecerán en reposo dando un nivel lógico bajo.

Por último, cabe destacar que la rigidez dieléctrica entre contactos abiertos de los relés seleccionados es de 2100 V_{RMS} , lo que introduce una limitación práctica en las medidas, ya que no se podrán realizar ensayos que excedan los 2969 V de amplitud. No obstante, como se verá en el capítulo de resultados prácticos, dado que la zona de interés alrededor del punto de máxima potencia se sitúa alrededor de los 2000 V, el hardware diseñado resulta de gran utilidad aún con esta limitación práctica.

En la FIG. 58 se presenta la placa HEH diseñada, señalando los bloques que la forman.

FIG. 58.- Hardware Electrónico de Harvesting (HEH)

3.4. Software de control

Desde la óptica de la instrumentación virtual, el banco de ensayos permite la adquisición de las señales de los elementos piezoeléctricos, la adquisición de la tensión acumulada en el circuito de harvesting y la generación automática de los modelos eléctricos equivalentes tanto de los elementos piezoeléctricos, como del conjunto formado por dichos elementos conectados al sistema de harvesting descrito en el punto anterior. De forma gráfica, en la FIG. 59 se presenta el diagrama de bloques del instrumento virtual (VI) cuya arquitectura de control se presentará en esta sección.

FIG. 59.- Diagrama de bloques del VI

El ordenador (PC) utiliza dos puertos USB para controlar el osciloscopio y la tarjeta de adquisición de datos (DAQ) respectivamente.

Las señales necesarias para controlar el banco de ensayos (Test Bench) son:

- Una línea analógica de salida (AO0) para establecer la consigna de tensión con la que se controla al equipo variador de velocidad del motor AC. Rango: 0 – 10 V.
- Dos líneas digitales de salida (TTL) (DO0, DO1) para controlar el sentido de giro del motor AC y su activación. La conexión con el equipo variador se realiza mediante una placa diseñada para realizar esta interfaz.
- Una línea analógica de entrada (AI0) para medir la tensión generada en el cable piezoeléctrico que proporciona realimentación de velocidad al software de control. Rango: ± 10 V. Resolución 16 bits. Muestreo hasta 1,25 MS/s para todos los canales.

Las señales que son necesarias para controlar y medir resultados de la tarjeta HEH son:

- Once líneas digitales de salida (TTL) (DO2:DO12) que proporcionan las líneas lógicas descritas en el apartado anterior: M1 a M6, s1est, sD, serie, sRdes, sRx.
- Dos líneas analógicas de entrada (AI1, AI2) para adquirir la tensión en los dos bancos de resistencias de carga o en el hardware externo. Rango: ± 10 V. Resolución 16 bits. Muestreo hasta 1,25 MS/s para todos los canales.

La realización de ensayos con el VI desarrollado en la presente Tesis Doctoral se ajusta a la metodología presentada en las fases de la FIG. 60 y resumida en los siguientes pasos:

- (1) Los PDUT previamente caracterizados para disponer de sus valores de capacidad (C_{pz}) y resistencia (R_{pz}) se colocan en la plataforma fija del simulador de tráfico.
- (2) Se pone en marcha el simulador de tráfico del banco de ensayos aplicándose a los PDUT la excitación mecánica. Se realiza la medida de la tensión generada en cada PDUT y se calcula su modelo preciso de Fourier. Para ello se considera el efecto de la impedancia de medida, formada por la sonda de medida en conexión a la impedancia de entrada del osciloscopio, y los valores de C_{pz} y de R_{pz} del PDUT.
- (3) El modelo preciso de Fourier se envía al simulador SPICE que se encuentra en el entorno de LabVIEW™. El circuito de harvesting se simula con varios valores de resistencia de carga. Al manejar modelos precisos de Fourier de los elementos piezoeléctricos, el error de las simulaciones es bajo. Dado que el VI está programado en el entorno LabVIEW™, la integración del simulador electrónico en el proceso representa una mejora en cuanto a la reducción de herramientas necesarias para el mismo, no obstante, esta integración ha presentado problemas en cuanto a la velocidad con la que se obtienen los modelos, habiendo coexistido por tanto con la versión anterior consistente en la exportación a un simulador SPICE externo y la recogida manual de resultados sobre el soporte de hojas de MS Excel®.
- (4) Se obtienen la gráfica Tensión-Corriente (V-I), la gráfica de potencia y una primera estimación de la resistencia equivalente de salida (R_o) y de la tensión de circuito abierto (V_{oc}) para la zona de máxima potencia del circuito de harvesting.
- (5) En el siguiente paso se verificará esta primera estimación. Se seleccionan una pareja de valores prácticos de resistencias de carga en la zona de máxima transferencia de potencia y se colocan en la placa HEH.
- (6) Nuevamente se aplica la excitación mecánica a los PDUT poniendo en marcha el banco de ensayos y se mide la tensión acumulada en la salida de la HEH.
- (7) Con los valores prácticos recogidos en los ensayos se determina de forma experimental los valores de R_o y de V_{oc} .

El software de control está desarrollado utilizando el entorno de desarrollo LabVIEW™ de National Instruments en base a un patrón de máquina de estados. La implementación de la máquina de estados finitos se presenta en la FIG. 61.

Este software de control opera fundamentalmente de dos maneras.

- A. Para adquirir la tensión de los PDUT y obtener su modelo de Fourier. Este modelo es el dato de entrada para las simulaciones PSpice que permiten obtener los parámetros R_o y V_{oc} del modelo correspondiente al circuito de harvesting formado por la etapa rectificadora con filtrado capacitivo conectado a los PDUT. De los resultados de las diferentes simulaciones se pueden estimar valores adecuados de R_{load} para operar en la zona lineal de máxima potencia [134].
- B. Para medir V_{oi} , I_{oi} y P_{oi} , para al menos dos valores de R_{load} , utilizando la placa HEH, configurando la SCM para varias topologías y asociaciones de circuitos rectificadores.

FIG. 61.- Máquina de estados

El algoritmo de control basado en la máquina de estados se describe resumidamente en la Tabla 17.

Tabla 17.- Máquina de estados

	Estado	Descripción	Próximo estado
0	Inicio	Inicialización de valores en el Panel Frontal, controles, indicadores y variables internas. Se crean los recursos en memoria temporal. El sistema se sitúa en situación segura (detenido).	Configura Parámetros de la Plataforma , si el control "Parámetros de la Plataforma" (Platform Parameters) está "on"
1	Configura Parámetros de la Plataforma	Se inicializan los siguientes valores: Ángulo entre ejes(θ), Distancia entre ejes del vehículo simulado (batalla) (m), Posición de las ruedas de la plataforma (radio) (m), Masa central (kg), Masa sobre los ejes (kg), Parámetros del Osciloscopio, Velocidad de referencia.	Configura Parámetros del Test , si el control "Parámetros del test" (Test Parameters) está "on" Configura SCM , si el control "Conexiones Relés SCM" (PCB Relay Connections) está "on"

2	Configura Parámetros del Test	Los valores calculados para la duración mínima del Test y el ratio de atenuación para medir la tensión de salida del circuito de harvesting se usan en esta parte del código para implementar este estado. Configura valores de tiempo entre medidas de tensión en C_{test} (C_{load}) y el nombre de fichero para guardar los datos de V_{o1} , I_{o1} , P_{o1} , V_{o2} , I_{o2} , P_{o2} . Asigna $i=1$	Test Bench en acción , si el control "Arranca Plataforma" (Start Platform Movement) está "on"
3	Test Bench en acción	El simulador de tráfico está accionado hasta finalizar el ensayo y se almacenan los valores de tensión leídos en el fichero temporal de datos	PDUT Datos de la forma de onda , si el control "Vuelca datos desde el Osciloscopio" (Dump Data from Oscill.) está "on" Plataforma Detenida , si el control "Para Plataforma" está "on" Descarga , después de cada test efectuado con $R_{load,i}$
4	PDUT Datos de la Forma de Onda	Adquiere la señal de tensión del PDUT medida por el Osciloscopio	Guarda Datos de la Forma de Onda , si el control "Guarda Datos de la Forma de Onda" (Save Waveform Data) está "on"
5	Guarda Datos de la Forma de Onda	Escribe en un fichero binario la señal adquirida del PDUT	Test Bench en acción
6	Plataforma detenida	Para el ensayo y sitúa al sistema en un estado seguro Si el control "Quit" está on, siempre va a FIN	Calcula Componentes de Fourier , si el control "Analiza ficheros" (Analyze Files) está "on"
7	Calcula Componentes de Fourier	Se calculan las componentes de Fourier (módulo, frecuencia y fase) de la señal del PDUT adquirida (fichero binario) y se escriben en un fichero ASCII Se lanzan las simulaciones de PSpice	
8	Configura SCM	Inicializa el circuito SCM: ❖ Estructura: ➤ Independiente. Cada uno de los elementos piezoeléctricos se conecta a su circuito rectificador ➤ Única. Dos o más elementos piezoeléctricos se conectan al mismo circuito rectificador ❖ Topología: selecciona la topología del circuito rectificador. Puente o Dobladora ❖ Conexión: Define cómo están conectadas las estructuras. Serie o Paralelo Asigna los valores de la cadena de elementos serie que forman C_{test} (C_{load}), R_{load1} , R_{load2} y $R_{discharge}$. Calcula el factor de atenuación para la medida de la tensión y el valor mínimo de tiempo recomendado para los ensayos según los valores de C_{test} , R_{load1} y R_{load2}	Configura Parámetros del Test
9	Descarga	Incrementa el índice del número de tests. $i=i+1$ C_{test} (C_{load}) se descarga a través de la $R_{discharge}$	Guarda Datos
10	Guarda Datos	Escribe en un fichero ASCII los datos de V_{oi} , I_{oi} , y P_{oi} desde el fichero temporal de datos	Test Bench en acción , si " $i=2$ " y se cambia la carga a R_{load2} Plataforma Detenida , si " $i>2$ "
	FIN	Salida del programa	

3.5. Ejemplo de experimentación con los materiales piezoeléctricos utilizados en la Tesis Doctoral

Cuando el sistema se inicia se configura en un modo seguro (motor parado y las señales de control de la DAQ se ponen a nivel bajo, excepto sRdes que estará a nivel alto para prevenir que de forma accidental en el banco de condensadores pudiera haber tensión de ensayos previos). Al presionar el control “Platform Parameters” una ventana emergente (ver FIG. 62) permite configurar los parámetros físicos del simulador de tráfico del banco de ensayos. Una vez validados, se habilitan los controles “PCB Relay Connections” y “Test Parameters” situados debajo del anterior en la pantalla principal.

FIG. 62.- Configuración de "Platform Parameters"

Al presionar el control “PCB Relay Connections” se abre la ventana que se muestra en la FIG. 63 (izquierda). Aquí se pueden configurar las diferentes fases de selección de la SCM y los valores de los componentes insertados en los dos bancos de cargas, el de condensadores y el de resistencias de descarga. Se debe observar su asociación en serie para poder utilizar componentes que soporten los valores de tensión elevados que pueden aparecer en ciertos ensayos. Con estos valores se calculan los tiempos estimados para cada ensayo al presionar el control “Calculate”, habilitándose posteriormente el control “OK Parameters” que permite volver a la pantalla principal.

En la fase inicial de caracterización de los PDUT, únicamente interesará marcar los selectores numerados 1...6 correspondientes a los elementos piezoeléctricos que se estén utilizando para indicar cuáles deben conectarse hacia el osciloscopio. Desde la pantalla principal se accionará el control “Test Parameters” apareciendo la ventana emergente de la FIG. 63 (derecha), aquí únicamente se debe indicar en la caja de edición “Test time” cuantos segundos ha de estar el simulador de tráfico accionado. Al accionar “OK Parameters” se retorna a la ventana principal y el control “Start Platform Parameters” pasará a activo de color verde, pudiéndose poner en marcha el simulador de tráfico.

En la misma FIG. 63 (derecha) se presenta la ventana emergente con los valores de tiempo estimados para los dos ensayos que aparecen por defecto en las cajas de edición “Test time R1 (s)” y “Test time R2 (s)” respectivamente. También se informa del cálculo de la relación de ganancia que se aplicará a las muestras de tensión para reproducir la señal en el banco de cargas,

dato que se adquiere en el extremo inferior de la cadena serie de resistencias (en R_4) para no sobrepasar ± 10 V en el canal analógico de medida que se está utilizando en la DAQ (ver en la FIG. 55 las señales $R_{1\text{medida}}$ y $R_{2\text{medida}}$). Se introduce el nombre para el fichero que almacenará los registros de tensión y tiempo de cada test. En el fichero se almacenarán el resto de parámetros introducidos en la ventana “Platform Parameters” que completan la identificación del ensayo junto a los valores de fecha y hora que también se graban.

FIG. 63.- Pantallas de configuración: “PCB Relay Connections” (izda.) y “Test Parameters” (dcha.)

En la fase de caracterización de los PDUT para la obtención de su modelo de Fourier, estando la plataforma en marcha, se encuentra activo el control “Dump Data from Oscill.”. En la FIG. 64 (izquierda) se presenta la captura tomada en el propio osciloscopio de las señales obtenidas en los elementos piezoeléctricos utilizando sus cuatro canales. En la misma FIG. 64 (derecha) se presenta la adquisición por el VI del canal 3 del osciloscopio al accionar el control “Dump Data from Oscill.” y su visualización en la pestaña de la ventana principal “D.U.T. Waveform Data”.

FIG. 64.- Tensión en los PDUT en el osciloscopio (izda.). Adquisición del canal 3 en el VI (dcha.)

Cuando se presiona a continuación el botón “Save Waveform Data” la señal adquirida se guarda en un fichero binario. Al presionar el control “STOP PLATFORM MOVEMENT”, activo en color rojo, el banco de ensayos se detiene y el control “Analyze files” se activa. Al presionar este control se abre la ventana mostrada en la FIG. 65. Mediante el uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT), se obtienen las componentes de Fourier de la señal capturada del osciloscopio, Ec. 68, dónde A_i , ϕ_i , f_i , son respectivamente la amplitud, fase y frecuencia del i -ésimo

componente de una señal compuesta por N tonos, con F_s la tasa de muestreo (muestras/s) con la que se adquiere la señal del PDUT. El valor de circuito abierto de las componentes de Fourier del modelo eléctrico del PDUT se obtiene introduciendo en su cálculo los valores de capacidad y resistencia tanto del elemento piezoeléctrico (C_{pz} , R_{pz}) como del equivalente eléctrico del elemento de medida (R_p , C_p) formado por la sonda y el osciloscopio.

$$x(n) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \cos\left(\frac{2\pi f_i n}{F_s} + \phi_i\right) \quad \text{Ec. 68}$$

Uno de los subVIs incluidos en este módulo software calcula la señal reconstruida empleando un número suficiente de períodos que será utilizada en los siguientes algoritmos de cálculo.

FIG. 65.- Módulo generador de las componentes de Fourier

Estos algoritmos permiten el cálculo de las componentes de Fourier según dos estrategias diferentes:

1. Cálculo de la señal según el error (pestaña "Calculated Signal by Error") dónde se considera el valor indicado en el control "Error vs Measured (%)" según se presenta en la FIG. 66. El módulo puede calcular el error según dos modos diferentes.
 - Error por amplitud. El valor se calcula según la diferencia entre la amplitud de las señales adquirida y reconstruida a partir de sus componentes de Fourier.
 - Error por forma. El error se calcula con la diferencia entre las formas de las señales adquirida y reconstruida. Su procedimiento se basa en el cálculo de la correlación cruzada entre ambas señales.
2. Cálculo según el número de tonos con filtrado (pestaña "Calculated Signal by #Tones & Filtered"). En la FIG. 67 se aprecia un ejemplo de esta opción. El número de componentes de Fourier y la frecuencia máxima para la señal reconstruida están limitados. El error (%) se calcula utilizando la correlación cruzada. Si el número de tonos (#Tones) y/o la frecuencia de corte (Cut frequency, en Hz) se reducen, el error se incrementará.

FIG. 66.- Señal adquirida y señal reconstruida a partir de 299 tonos según el cálculo de error por amplitud < 2%

FIG. 67.- Señal adquirida y reconstruida mediante #Tones (200) & Filtered (45 Hz)

La implementación discreta de la correlación cruzada [137] se realiza como se resume a continuación. Considerando h el índice de una secuencia que pueda ser negativo, N el número de elementos de la secuencia de entrada X , y siendo M el número de elementos de una secuencia Y . Se asume que los elementos indexados de X y de Y que caen fuera de su rango son igual a cero. Es decir, $x_j = 0$, $j < 0$ o $j \geq N$ y $y_j = 0$, $j < 0$ o $j \geq M$. Entonces, la correlación cruzada obtiene los elementos de h utilizando la Ec. 69.

$$h_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_k^* \cdot y_{j+k} \quad \text{Ec. 69}$$

Para $j = -(N-1), -(N-2), \dots, -1, 0, 1, \dots, (M-2), (M-1)$

Dónde x_k^* denota el complejo conjugado de x_k .

Una opción interesante a la hora de refinar el cálculo de las componentes armónicas es la visualización de los espectros de las señales original y reconstruida tal y como se presenta en la FIG. 68. Aquí se pueden observar de forma gráfica los resultados de ambos métodos de obtención de los respectivos espectros.

FIG. 68.- Espectro de las señales original y reconstruidas según los diferentes métodos de cálculo

Una vez obtenido el modelo de Fourier de los generadores equivalentes en circuito abierto del PDUT, el control “Save on files” guarda sus respectivos valores de amplitud, fase y frecuencia en ficheros en formato ASCII. Estos valores se importan [138] por el simulador SPICE integrado en el entorno de LabVIEW™. En la FIG. 69 se presenta el bloque de generadores compuesto por 280 componentes para un ensayo correspondiente a una velocidad simulada de 116 km/h.

FIG. 69.- Generadores de Fourier del modelo del PDUT

En la FIG. 70 se muestra la pantalla correspondiente al módulo de simulación SPICE integrado en el instrumento virtual. Se ilustra un ejemplo de realización para la asociación paralelo de estructuras rectificadoras en topología de puente de diodos. El bloque jerárquico con las componentes de Fourier, análogo al presentado en la FIG. 69, de su equivalente eléctrico en circuito abierto se conecta en serie con la impedancia del elemento piezoeléctrico formada por el paralelo de sus valores de resistencia y capacidad. De este modo, se ha modelado el PDUT por su equivalente Thévenin que se conectará, a su vez, a la estructura rectificadora del circuito de *harvesting*. En este ensayo, el condensador acumulador del circuito de *harvesting*, C_1 en la figura, recibe la conexión paralelo de las estructuras rectificadoras correspondientes a cada PDUT. La variación de la resistencia de carga, R_1 en la figura, permite construir la curva de regulación y la gráfica de potencia del circuito de *harvesting*. Del análisis de estos resultados de simulación se obtiene el modelo lineal equivalente del circuito de *harvesting*, cuyos parámetros se presentan en la pantalla de resultados que se muestra en la FIG. 71, donde se visualizan además las curvas de regulación y potencia obtenidas. El punto de máxima potencia observado en el conjunto de las simulaciones realizadas se corresponde con un valor de resistencia de carga coincidente en valor con la pendiente de la curva de regulación.

FIG. 70.- Módulo de simulación SPICE

FIG. 71.- Resultados de simulación SPICE

Del conjunto de simulaciones se extraen los valores adecuados para las resistencias de carga que permitan verificar experimentalmente el modelo lineal del circuito de *harvesting* mediante la utilización de la placa HEH. Para ello, se editarán los valores prácticos de los bancos de resistencias de carga (R_{load1} y R_{load2} en la FIG. 63, izqda.) y de las capacidades prácticas disponibles (C_{test} , en la FIG. 63, izqda.) para el banco de condensadores de acumulación. Al validar los valores introducidos de duración de los ensayos (FIG. 63, dcha.) y el nombre del fichero de resultados se pueden iniciar los ensayos accionando el botón verde de puesta en marcha del banco de ensayos. En la FIG. 72 se aprecia la ventana de resultados de un ensayo realizado para una velocidad de referencia de 58 km/h equivalente para un automóvil tipo berlina de 2,64 m de batalla. Se presenta la gráfica de tensión acumulada en función del tiempo. Transcurrido el régimen transitorio, marcado por la evolución exponencial de la tensión según la Ec. 70 y siendo τ conforme con la Ec. 71, se alcanza el régimen estacionario que permite obtener el valor práctico de la tensión acumulada ($V_{final R.P.}$) y la potencia extraída de los elementos piezoeléctricos utilizados en el ensayo.

$$v_C = V_{final R.P.} \left(1 - e^{\left(\frac{-t}{\tau} \right)} \right) \quad Ec. 70$$

$$\tau = R_{load} \cdot C_{test} \quad Ec. 71$$

En la ventana principal del VI, mostrada en la FIG. 72, en la pestaña *Energy Accumulation*, se visualiza su evolución temporal con gráficos de barras y se presenta su valor instantáneo. En el capítulo 5 se analizarán los resultados prácticos.

FIG. 72.- Resultados del ensayo

CAPÍTULO 4

Caracterización de
elementos piezoeléctricos
en entornos viales y
mediante la utilización del
banco de ensayos

4. CARACTERIZACIÓN DE ELEMENTOS PIEZOELÉCTRICOS EN ENTORNOS VIALES Y MEDIANTE LA UTILIZACIÓN DEL BANCO DE ENSAYOS.

4.1. Introducción

En este capítulo se describe el procedimiento de generación de los modelos eléctricos de los materiales piezoeléctricos con los que se ha trabajado en la tesis. El proceso de caracterización de los materiales parte de la determinación de los valores de su equivalente eléctrico sin excitación mecánica. Tras el procesamiento de las mediciones prácticas de su respuesta eléctrica al haberlos sometido a estímulos mecánicos procedentes del tráfico rodado o a impactos periódicos con el banco de ensayos, se puede determinar el modelo eléctrico que incluye el generador de tensión correspondiente al efecto piezoeléctrico. En esta parte procedimental se tiene muy presente el efecto sobre las medidas de la instrumentación empleada.

4.2. Materiales piezoeléctricos utilizados

Se ha trabajado con dos tipos de materiales piezoeléctricos. En primer lugar se utilizaron cables piezoeléctricos empleados en proyectos de medida de velocidad de vehículos [127]. Con este tipo de material se realizaron medidas de su comportamiento eléctrico en pruebas de campo en carretera, tanto en ensayos con disposición superficial de los mismos como en instalaciones enterradas en el asfalto. Estas pruebas se llevaron a cabo en un vial del Campus Sur de la UPM y en un tramo de la autovía A1.

Una vez construido el banco de ensayos, se realizaron medidas de su comportamiento eléctrico mediante la aplicación de estímulos mecánicos periódicos. Se desarrollaron los modelos eléctricos que permitieron la generalización del modelo equivalente del circuito de *energy harvesting* para la captación de energía eléctrica.

El segundo tipo de material piezoeléctrico empleado es de tipo cerámico. Para ello se emplearon materiales comerciales PZT presentes en dispositivos dotados de amplificación mecánica. Al no disponer de las características eléctricas del fabricante, se procedió a la medición de las mismas mediante equipos analizadores de impedancia. En este caso, se atendió al orden de magnitud de la impedancia medida para adoptar el equivalente eléctrico paralelo como se verá más adelante.

4.2.1. Cables piezoeléctricos

El aspecto del cable piezoeléctrico es como el de un cable coaxial convencional. El material piezoeléctrico se encuentra en el lugar que ocupa el dieléctrico en el coaxial, entre la malla exterior de cobre y el conductor interior. En la FIG. 73 se pueden apreciar estos elementos en las dos configuraciones comerciales del fabricante Measurement Specialties Inc., en la actualidad integrado en TE connectivity, con el que se ha trabajado. Se ha utilizado el tipo PVDF *piezo film tape (spiral-wrap)*, de calibre 20 AWG según norma americana, siendo su diámetro exterior de 2,7 mm (ref: 1005801-1). El fabricante proporciona su valor de capacitancia que es de 980 pF/m.

En el año 1969, Heiji Kawai [139] presentó la piezoelectricidad en fluoropolímeros polarizados del tipo PVDF. Aunque otros materiales como el nylon y el PVC presentaban este efecto, ninguno tenía valores tan altos como el PVDF y sus copolímeros. Recientemente nuevos copolímeros de PVDF se han desarrollado expandiendo sus aplicaciones al campo de los sensores piezoeléctricos. Entre sus características se puede destacar que se pueden emplear a altas temperaturas (135 °C) en comparación con PVDF (100 °C), obtener láminas muy delgadas (200 Å) para sensores integrados directamente en silicio o cilindros de pared muy estrecha (1200 µm) para aplicaciones de sonar. En la Tabla 18 se presenta una comparación de las propiedades piezoeléctricas del polímero de PVDF junto con dos materiales piezoeléctricos ampliamente utilizados.

Tabla 18.- Comparación de materiales piezoeléctricos

Propiedad	Unidades	PVDF (film)	PZT	BaTiO ₃
Densidad	10 ³ kg/m ³	1,78	7,5	5,7
Permitividad relativa	ϵ/ϵ_0	12	1200	1700
Constante de carga d_{31}	(10 ⁻¹²) C/N	23	110	78
Constante de tensión g_{31}	(10 ⁻³) Vm/N	216	10	5
Constante k_{31}	% a 1 kHz	12	30	21
Impedancia acústica	(10 ⁶) kg/m ² s	2,7	30	30

El cable piezoeléctrico es un ejemplo de sensor que utiliza esta nueva serie de copolímeros. Típicamente su utilización viene ligada al sensado de presencia de personas al integrarlo en vallas o en el suelo o, en aplicaciones de sensado de vehículos, al enterrarlo en el asfalto (automóviles en carretera, aviones en pistas de aeropuerto) para su clasificación, pesado en ruta, medida de velocidad o controles de acceso por ejemplo.

FIG. 73.- Cables piezoeléctricos

La tensión generada es proporcional a la presión ejercida sobre el cable. La gran longitud frente a su pequeño espesor proporciona una relativamente baja impedancia, poco frecuente en un dispositivo piezoeléctrico.

En la Tabla 19 se reproducen las características típicas facilitadas por el fabricante de los cables piezoeléctricos. La información facilitada resulta insuficiente para modelar el equivalente eléctrico que reproduzca su comportamiento en aplicaciones de tráfico rodado. Será a partir del análisis de las medidas tomadas en entorno real como se construirá el modelo exacto que complemente la información facilitada, al poder introducir los efectos no lineales que finalmente reproducen el comportamiento de los cables piezoeléctricos.

Tabla 19.- Características típicas de los cables piezoeléctricos

Propiedades Típicas	Unidades	Cable espiral	Cable copolímero
Diámetro exterior	mm	2,69	2,72
Capacidad (a 1kHz)	pF/m	950	655
Peso	kg/km	14,5	15,5
Resistencia (malla)	DCR(Ω)/km	47	47
Tangente delta (a 1kHz)		0,016	0,017
Coeficientes piezoeléctricos	pC/N	20	15
	Vm/N		$150 \cdot 10^{-3}$
Resistencia (centro)	DCR(Ω)/km	31	31

En aplicaciones viales, los sensores piezoeléctricos insertados en el asfalto proporcionan señales eléctricas al paso de los vehículos como las mostradas en la FIG. 74. Aquí se presenta la tensión recogida⁴ en un osciloscopio de 1 M Ω de impedancia de entrada, al paso de un vehículo automóvil tipo berlina circulando a 75 km/h sobre dos cables piezoeléctricos espaciados 1 m. El primer conjunto de dos señales (una por cada canal de medida) corresponde al paso del eje

FIG. 74.- Tensión recogida en dos cables piezoeléctricos al paso de un automóvil

delantero del vehículo consecutivamente sobre cada uno de los dos cables, siendo el segundo grupo de dos señales el correspondiente al paso del eje trasero. La separación entre picos de amplitud de las dos señales de cualquiera de los dos ejes se aproxima a dos divisiones en el eje horizontal (50 ms), lo que coincide prácticamente con los datos dados por el catálogo ya que a la velocidad de 75 km/h se necesitan 48 ms para avanzar 1 metro lineal.

4.2.2. Cerámicas piezoeléctricas

Remontándose hasta mediados del siglo XX, se encuentran las primeras aplicaciones de materiales cerámicos en el campo de la piezoelectricidad. Entre estos materiales destacan dos de entre los más usados en la industria, el titanato de bario (BaTiO_3) y una combinación de zirconato de plomo (PbZrO_3) y titanato de plomo (PbTiO_3), denominada comercialmente PZT, descrito en el Capítulo 2. Este último material es el presente en las cerámicas utilizadas en la Tesis. Debido a que no se ha contado con sus características eléctricas, se realizaron las medidas de sus parámetros eléctricos en el laboratorio. El material presenta una forma cilíndrica y se encuentra en el interior de un encendedor doméstico. En la FIG. 75 se aprecia el conjunto mecánico, que a modo de palanca, provoca suficiente presión como para obtener entre sus

⁴ Documento técnico: *Sensor products division (Europe) RB 10/99*. Measurement Specialties Inc.

terminales una tensión capaz de ionizar el aire y por tanto generar la chispa al accionarlo. Se incluye un esquema para apreciar como las polarizaciones de los dos elementos cilíndricos están enfrentadas, obteniendo un comportamiento eléctrico paralelo y respondiendo a una excitación mecánica longitudinal.

FIG. 75.- Despiece del encendedor piezoeléctrico

En las diferentes pruebas realizadas en el banco de ensayos, la excitación mecánica que provocan las ruedas sobre el conjunto se produce de forma superficial, simulando el efecto que podría obtenerse si se dispusiera enterrado convenientemente encapsulado y con una adecuada amplificación mecánica. En la FIG. 76 se ilustra la disposición de dos de los cuatro elementos instalados en la plataforma fija del banco de ensayos.

FIG. 76.- Instalación en el banco de ensayos

4.3. Consideraciones sobre el proceso de modelado

El proceso de caracterización de los materiales piezoeléctricos sigue el siguiente planteamiento procedimental:

- a. Obtención de las características eléctricas del material sin estar sometido a excitación mecánica. Para ello se acude a la información facilitada por el fabricante o se obtiene a partir de las medidas realizadas con un equipo analizador de impedancia.
- b. Obtención de la respuesta eléctrica del material cuando está sometido a estímulos mecánicos. En esta fase la influencia de la instrumentación de medida sobre el material se tiene en cuenta a la hora de determinar el modelo equivalente. Los ensayos prácticos se han realizado en instalaciones viales y en el laboratorio mediante la utilización del banco de ensayos. En ambos casos, se analizan las señales adquiridas para obtener el modelo eléctrico. Este se llevará a la herramienta de simulación para estudiar el comportamiento de los materiales al conectarlos a circuitos de recolección de energía o de *energy harvesting*. De este estudio se obtienen nuevos modelos que permiten pronosticar su aprovechamiento energético. La validación de los estudios se completa con los ensayos prácticos donde el circuito real de recolección de energía se conecta a los medios piezoeléctricos y se mide su capacidad de almacenar energía al estimular mecánicamente los materiales con el banco de ensayos.

4.3.1. Efecto del osciloscopio en las medidas

Como se describe anteriormente, en el procedimiento de determinación de los modelos eléctricos se han realizado múltiples medidas utilizando el osciloscopio para registrar la respuesta eléctrica de los materiales sometidos a excitación mecánica, por tanto, hay que incluir a la hora de modelizar el efecto eléctrico que representa sobre el material la sonda de medida conectada a un canal del osciloscopio. El osciloscopio utilizado es el modelo TDS 7054 de Agilent Technologies™. Las sondas utilizadas han sido de dos tipos según el tipo de material con el que se trabajaba. Con cables piezoeléctricos se emplea la sonda 10073C de Agilent que posee un factor de atenuación 10:1 y ancho de banda (BW) de 500 MHz. Para realizar medidas con las cerámicas piezoeléctricas se emplea la sonda Stack CP241, de factor de atenuación 100:1 (BW de 100 MHz) debido a las altas tensiones que generan las cerámicas. En la FIG. 77 se reproduce el esquema eléctrico del conjunto sonda-osciloscopio típico en sondas pasivas como las utilizadas. El osciloscopio presenta⁵ desde su conector de entrada una impedancia formada por el paralelo de una resistencia de 1 M Ω ($\pm 1\%$) con una capacidad de 14 pF. Los valores exactos de los componentes internos de la sonda, así como su configuración no es posible obtenerlos del fabricante, así que una vez compensada, se procedió a su determinación mediante medidas configurando el equipo medidor R-L-C Wayne Kerr 4230 para tomar medidas de resistencia y capacidad a 500 Hz.

⁵ Agilent Technologies. InfiniiVision 7000A series oscilloscopes. Data sheet.

FIG. 77.- Esquema equivalente de la sonda de medida conectada al osciloscopio

En la Tabla 20 se presenta el resumen de las medidas efectuadas entre los puntos accesibles para tomar medidas y marcados en la FIG. 77 como Vp (vivo en la punta de la sonda), Vc (vivo en el conector), Mc (masa en el conector).

Tabla 20.- Medida práctica de la impedancia de las sondas

	Sonda Agilent 10073C	Sonda Stack CP241
C (Vp-Vc)	12,4 pF	3,7 pF
C (Vc-Mc)	79,5 pF	87,8 pF
C (Vp-Mc)	10,75 pF	3,5 pF
R (Vp-Vc)	2 MΩ	9,88 MΩ
R (Vc-Mc)	0,289 MΩ	0,11 MΩ
R (Vp-Mc)	2,289 MΩ	9,99 MΩ

Así, en la FIG. 78 se presenta el equivalente de las impedancias determinadas a través de las medidas realizadas y el detalle del equivalente de la impedancia total del conjunto sonda-osciloscopio vista desde los terminales de conexión de la punta de la sonda del osciloscopio. En la Tabla 21 se ofrecen los valores resultantes para cada una de las sondas en comparación con la información obtenida del fabricante.

FIG. 78.- Impedancias medidas y equivalente de la impedancia total

Tabla 21.- Valores prácticos y de catálogo de las impedancias equivalentes de las sondas conectadas al osciloscopio

	Z1	Z2	Ztotal	Ztotal (MΩ)	Φ_{Ztotal} (rad)	Rp (MΩ)	Cp (pF)	Información del fabricante	Desviación (Medida-Dato del fabricante)
Agilent 10073C	1987932,8-154882,8j	287502,1-20751,8j	2211229,5-169116,7j	2,22	-0,0763	2,22	10,94	2,2 MΩ // 12 pF si Zosciloscopio 1 MΩ// 6 – 15 pF	+ 20 kΩ -1,1 pF
Stack CP241	9751387,4-1119888,9j	109898,8-3334,4j	9850392,8-1237101,5j	9,91	-0,1135	9,98	3,64	Rin = 10 MΩ si Rosc = 1 MΩ Cin = 4 pF si Cosc = 20 pF	- 20 kΩ - 0,36 pF

Por último, hay que indicar que en la selección del equivalente para la impedancia total como un circuito paralelo, se ha tenido en cuenta la recomendación⁶ resumida en la FIG. 79. Así dado el valor modular de $Z_{total} \gg 100 \text{ k}\Omega$, el equivalente de la impedancia medida con menor error es la configuración en paralelo, que en este caso está formada por un elemento resistivo y uno capacitivo como indica el signo negativo de la fase de la impedancia, Φ_{total} . Este criterio de medida se ha tomado también a la hora de determinar el modelo eléctrico equivalente de las cerámicas utilizadas en la presente Tesis, como se verá más adelante.

FIG. 79.- Criterio de selección de modelo serie o paralelo

4.3.2. Ensayos con cables piezoeléctricos en pruebas de campo

En las pruebas con cables piezoeléctricos se ha buscado obtener la medida de su respuesta eléctrica ante estímulos mecánicos procedentes de tráfico rodado. Para ello, se han tomado medidas en campo utilizando dos ubicaciones diferentes:

- Cable sobre el asfalto
- Cable enterrado en el asfalto

En todo momento se ha tenido presente la impedancia que presenta el conjunto sonda-osciloscopio sobre la medida. Estas medidas se han utilizado para realizar los modelos eléctricos equivalentes y mediante las correspondientes simulaciones así realizar el estudio de comportamiento en situación de tráfico continuo, escenario que reproduce el banco de ensayos. Las conclusiones de este conjunto de estudios inician el proceso de generalización de los

⁶ Keysight Technologies. Impedance Measurement Handbook. A guide to measurement technology and techniques. 6th edition

modelos prácticos que se han obtenido en la Tesis aun cambiando el tipo de material piezoeléctrico. Se tratan a continuación ambas localizaciones de medida.

4.3.2.1. Experimentación con cable piezoeléctrico sobre el asfalto

En la FIG. 80 se presenta una fotografía correspondiente a una de las sesiones prácticas [127] realizadas en uno de los viales del Campus Sur de la UPM. Un ejemplo de captura de la tensión adquirida al paso de un vehículo tipo berlina a 40 km/h en uno de los cables piezoeléctricos de seis metros de longitud que se indican en la fotografía, se presenta en la misma FIG. 80.

FIG. 80.- Experimentación con cables piezoeléctricos aéreos

4.3.2.2. Experimentación con cable enterrado

Se han podido realizar medidas en dos ubicaciones diferentes, en autovía y en un vial del Campus universitario.

La instalación existente a la altura del kilómetro 84 en la autovía A1 se aprecia en las figuras FIG. 81 y FIG. 82. Se ha podido utilizar esta ubicación dada la participación del grupo en un proyecto de colaboración mediante la aplicación de los cables piezoeléctricos a la calibración de sistemas de medida de velocidad de tráfico. En las FIG. 83 y FIG. 84 se presentan como ejemplo algunas capturas según tipo de vehículo. Las señales pueden procesarse y obtener información sobre el tipo de vehículo en cuanto a la detección del número de ejes y a partir de su amplitud su relación a la masa. La presencia de varias parejas de cables instalados a una distancia conocida (6 metros, FIG. 81) permite obtener la velocidad de tránsito.

FIG. 81.- Instalación de cables piezoeléctricos enterrados con 6 m de separación en la autopista A1

FIG. 82.- Detalle de la superficie de la calzada en la zona sobre un cable enterrado

FIG. 83.- Captura obtenida para camión de 5 ejes

FIG. 84.- Captura en dos cables consecutivos para vehículo automóvil

Al realizarse obras de mejora en los viales del Campus Sur, se obtuvo el correspondiente permiso para insertar dos grupos de cables piezoeléctricos en una zanja que cubre prácticamente dos carriles del vial. Aquí, la realización de la obra civil obligó a no cumplir con las recomendaciones del fabricante del cable, dado que se debieron profundizar mucho más de lo debido. Se insertaron a 8 cm de la superficie, debido a que se advirtió que si al menos no se respetaba esta ubicación las grietas en la superficie obligarían a intervenir nuevamente en la calzada en un breve plazo de tiempo. Como resultado, las amplitudes de señal fueron notablemente dispares, observándose que ciertos cables se habían degradado más que otros debido al procedimiento de instalación. En las fotografías de la FIG. 85 se presenta un resumen gráfico de la preparación de los grupos de cables insertados. Se trata de dos grupos de 5 cables piezoeléctricos de 4 m de longitud cada uno de ellos separados entre sí 1,6 cm. La conexión hasta la caja de registro se realiza con cable coaxial de 2,7 m. de longitud soldado a los cables piezoeléctricos protegiendo las soldaduras con macarrón termo retráctil y todo el conjunto con cinta térmica.

FIG. 85.- Proceso de instalación de cables piezoeléctricos enterrados en un vial del Campus Sur-UPM

En la FIG. 86 se presenta un resumen gráfico de una sesión de toma de medidas con los cables instalados en el vial. La alimentación del osciloscopio se obtuvo de un equipo inversor conectado a la batería del vehículo que se aprecia en la fotografía.

FIG. 86.- Toma de medidas en la instalación del Campus Sur

Se instalaron dos grupos de cinco cables en cada uno, en las siguientes configuraciones.

- a. Cables abiertos (marcados A1 ... A5)
- b. Cables cerrados (marcados C1 ... C5)

En el primer caso (a), los cables están dispuestos sobre una superficie rígida plana. En el segundo caso (b), la superficie plana se dispuso también sobre la superficie superior, a modo de “sándwich”. El efecto de amplificación mecánica de la cubierta superior en el grupo denominado como cables cerrados resulta de interés para estudiar su efecto sobre su capacidad de generar energía eléctrica en comparación con el grupo de cables que no la tienen, denominado como abiertos. Los resultados de diferentes días en los que se realizaron medidas ofrecieron una gran disparidad entre cables del mismo grupo y una degradación progresiva, tal que al cabo de un mes de ensayos se decidió abandonar estas medidas. Se apreció igualmente que la humedad ocasionada en días de lluvia empeoraba considerablemente los resultados obtenidos al filtrarse agua a la caja de registro. En las figuras FIG. 87 a FIG. 91 se presenta a modo de resumen una selección de las medidas realizadas.

El osciloscopio empleado en las medidas dispone de 4 canales, así de los 5 cables instalados por cada grupo (abiertos y cerrados) se presentan 4 medidas simultáneas en cada pantalla.

En la FIG. 87 se presenta la respuesta al paso de un automóvil con batalla (distancia entre los ejes delantero y trasero) de 2,65 m, a una velocidad calculada según el dato anterior y el registro mostrado de 50 km/h sobre el conjunto de cables abiertos A1,A2,A3 y A5. En la figura se aprecia la disparidad de medida de amplitud entre los diferentes cables, siendo el mayor registro cercano a 1 V pico a pico en el cable A1 al paso del eje delantero. En la FIG. 88 se presenta un registro correspondiente al mismo vehículo con el grupo de cables cerrados, aquí el mejor registro se presenta en el cable C1 con una amplitud cercana a 4,5 V pico a pico. En el cable C2 se aprecia también mayor amplitud que en el A2, pero no se obtiene el mismo factor de amplificación. Con los cables C3 y C5 no se pueden inferir relaciones con los homólogos A3 y A5 dado que han recogido amplitudes similares o incluso algo menores.

FIG. 87.- Grupo de cables abiertos: A1 (canal 1), A2 (canal 2), A3 (canal 3) y A5 (canal 4). Respuestas al paso de vehículo automóvil

FIG. 88.- Grupo de cables cerrados: C1, C2, C3 y C5. Respuestas al paso de vehículo automóvil

FIG. 89.- Grupo de cables abiertos: A1, A2, A3 y A5. Respuestas al paso de un autobús de la EMT

FIG. 90.- Grupo de cables cerrados: C1, C2, C3 y C5. Respuestas al paso de un autobús de la EMT

FIG. 91.- Grupo de cables cerrados: C1 (canal 1) y C2 (canal 2) y abiertos: A1 (canal 3) y A5 (canal 4). Respuestas al paso de vehículo automóvil

En las figuras FIG. 89 y FIG. 90, se presentan las capturas al paso de un vehículo pesado, en este caso un autobús de la EMT. El mayor registro en el grupo de cables abierto obtiene alrededor de 2,7 V pico a pico (en A1) y en el grupo de cables cerrados se alcanza una lectura de prácticamente 10 V pico a pico (en C2).

La FIG. 91 presenta el pobre resultado de medida en dos cables tanto del grupo cerrados como abiertos transcurrido un mes de tiempo.

4.3.3. Caracterización eléctrica del material piezoeléctrico cerámico

La caracterización eléctrica del material piezoeléctrico cerámico con el que se ha trabajado (del que a priori se desconocen sus propiedades eléctricas) se ha realizado utilizando el equipo analizador de impedancias Solartron 1260 de AMETEK Scientific Instruments. Se determina la medida de la impedancia del material utilizando el software ZView® de Scribner Associates Incorporated que proporciona la parte real e imaginaria de dicha impedancia en el rango de frecuencias programado en los ensayos comprendido entre 0,03 Hz y 10 kHz.

Se realizan tres medidas sobre el material: sin presionar la palanca, manteniendo una presión al 50% de la máxima y manteniendo una presión del 100% accionando la palanca mecánica al máximo (ver FIG. 75).

En la Tabla 22 se transcribe como ejemplo un extracto de los resultados de medida (entre 1 y 10 kHz) aplicando una presión sobre el material correspondiente al 50% de la máxima. El software entrega la parte real de la impedancia medida identificada como $Z'(a)$ y su parte imaginaria $Z''(b)$. Se deduce claramente la existencia de una componente capacitiva en la impedancia medida al ser negativa la parte imaginaria.

Tabla 22.- Resultados de medida de impedancia del material piezoeléctrico cerámico

"ZPlotW Data File: Version 3,2b"					
"Modified Data"					
"Sweep Frequency: Control Voltage"					
"Date: 3-12-2013 Time: 18:40:17"					
"piezo-50%presion"					
"					
"h:\pocok\piezo-si.dat"					
"Frequency"					
0	2	0	2	0,1	65000
53					
Freq(Hz)	Ampl	Bias	Time(Sec)	Z' (a)	Z'' (b)
1,00E+04	7,18E-01	0,00E+00	0,00E+00	1,31E+04	-2,54E+05
7,94E+03	7,23E-01	0,00E+00	4,00E+00	1,86E+04	-2,78E+05
6,31E+03	7,36E-01	0,00E+00	7,00E+00	3,20E+04	-3,85E+05
5,01E+03	7,36E-01	0,00E+00	1,10E+01	7,71E+03	-4,56E+05
3,98E+03	7,43E-01	0,00E+00	1,50E+01	3,91E+03	-5,84E+05
3,16E+03	7,48E-01	0,00E+00	1,80E+01	2,81E+03	-7,46E+05
2,51E+03	7,54E-01	0,00E+00	2,20E+01	3,65E+03	-9,40E+05
2,00E+03	7,55E-01	0,00E+00	2,50E+01	5,53E+03	-1,19E+06
1,58E+03	7,57E-01	0,00E+00	2,90E+01	1,28E+04	-1,47E+06
1,26E+03	7,56E-01	0,00E+00	3,30E+01	4,18E+04	-1,88E+06
1,00E+03	7,56E-01	0,00E+00	3,60E+01	1,10E+04	-2,35E+06

A partir de las medidas entregadas por el software, se calculan el módulo y la fase de la impedancia. Se puede observar en la Tabla 23 los resultados de estos cálculos. La fase de la impedancia (ϕ_z) resultante es muy próxima a -90° , lo que denota un comportamiento marcadamente capacitivo, y su módulo ($|Z|$) para la frecuencia máxima programada en las

medidas (10 kHz) tiene un valor de 254,79 k Ω y este va aumentando según disminuye la frecuencia de medida. Si recordamos el criterio adoptado y presentado de forma gráfica en la FIG. 79, se debe realizar el cálculo del equivalente eléctrico más aproximado a la impedancia medida como el conjunto paralelo formado por una resistencia y una capacidad, R_{pz} y C_{pz} respectivamente.

Tabla 23.- Cálculo de la impedancia y de los elementos del modelo eléctrico paralelo

Freq = f (Hz)	FaseZ = ϕ_z (rad)	ϕ_z (°)	$ Z $	$ Y $	FaseY = ϕ_y (rad)	R_{pz}	C_{pz}
1,00E+04	-1,5196E+00	-87,06	2,5479E+05	3,9247E-06	1,5196	4,9747E+06	6,2382E-11
7,94E+03	-1,5041E+00	-86,18	2,7911E+05	3,5828E-06	1,5041	4,1883E+06	7,1627E-11
6,31E+03	-1,4878E+00	-85,24	3,8594E+05	2,5911E-06	1,4878	4,6531E+06	6,5133E-11
5,01E+03	-1,5539E+00	-89,03	4,5568E+05	2,1945E-06	1,5539	2,6948E+07	6,9679E-11
3,98E+03	-1,5641E+00	-89,62	5,8425E+05	1,7116E-06	1,5641	8,7318E+07	6,8424E-11
3,16E+03	-1,5670E+00	-89,78	7,4638E+05	1,3398E-06	1,5670	1,9800E+08	6,7431E-11
2,51E+03	-1,5669E+00	-89,78	9,4033E+05	1,0635E-06	1,5669	2,4199E+08	6,7381E-11
2,00E+03	-1,5662E+00	-89,73	1,1944E+06	8,3723E-07	1,5662	2,5784E+08	6,6782E-11
1,58E+03	-1,5621E+00	-89,50	1,4705E+06	6,8006E-07	1,5621	1,6914E+08	6,8289E-11
1,26E+03	-1,5486E+00	-88,73	1,8821E+06	5,3133E-07	1,5486	8,4644E+07	6,7155E-11
1,00E+03	-1,5661E+00	-89,73	2,3506E+06	4,2542E-07	1,5661	5,0350E+08	6,7707E-11

Las ecuaciones necesarias para obtener el valor de R_{pz} y de C_{pz} se detallan a continuación.

$$\phi_z = \tan^{-1} \frac{Z''(b)}{Z'(a)} \quad \text{Ec. 72}$$

$$||Z|| = \sqrt{(Z'(a))^2 + (Z''(b))^2} \quad \text{Ec. 73}$$

$$||Y|| = \frac{1}{||Z||} \quad \text{Ec. 74}$$

$$\phi_y = -\phi_z \quad \text{Ec. 75}$$

$$R_{pz} = \frac{||Z||}{\cos \phi_z} = \frac{1}{||Y|| \cos \phi_y} \quad \text{Ec. 76}$$

$$C_{pz} = \frac{-\sin \phi_z}{||Z|| 2\pi f} = \frac{||Y|| \sin \phi_y}{2\pi f} \quad \text{Ec. 77}$$

El conjunto de los valores obtenidos mediante los cálculos realizados con las ecuaciones anteriores a partir de las medidas efectuadas se presentan en las figuras FIG. 92 a FIG. 95.

FIG. 92.- Modulo de la impedancia del elemento piezoeléctrico

FIG. 93.- Fase de la impedancia

FIG. 94.- Capacidad (Cpz)

FIG. 95.- Resistencia (Rpz)

Se adoptará para C_{pz} el valor de 65 pF en el modelo eléctrico del material, dado que en la excitación provocada por el banco de ensayos se tendrá una situación intermedia entre la gráfica sin presión y las registradas aplicando presión de la FIG. 94, ya que el impacto de las ruedas del simulador de tráfico es intencionadamente superficial. Los espectros de las señales registradas presentan un ancho de banda inferior a 300 Hz, siendo en la mayoría de los ensayos incluso inferior a 100 Hz, con lo que este valor presenta un compromiso muy adecuado.

Respecto al parámetro eléctrico R_{pz} de la FIG. 95 y centrándose en el ancho de banda anterior, no se puede afirmar que tome un valor único e independiente de la frecuencia. Por ello y para estudiar su influencia se realizaron simulaciones tomando los valores extremos en el ancho de banda práctico (110 GΩ y 1,82 GΩ) obteniendo unos resultados de tensión acumulada en el circuito de *harvesting* prácticamente coincidentes. Así pues, para fijar un valor en el modelo eléctrico que tenga en cuenta las pérdidas resistivas del material, se adopta un valor práctico un orden de magnitud por arriba y por debajo respectivamente del mínimo y del máximo valor registrado en el ancho de banda mencionado. El valor de 17,5 GΩ es el adoptado finalmente para todas las simulaciones realizadas con el modelo eléctrico de este material piezoeléctrico.

FIG. 96 muestra el modelo eléctrico activo propuesto en la Tesis para el micro-generador piezoeléctrico sometido a excitación mecánica periódica. El valor del generador piezoeléctrico, V_{pz} , se obtiene del análisis de las medidas obtenidas utilizando el banco de ensayos, como se detallará posteriormente.

FIG. 96.- Modelo eléctrico del micro-generador cerámico piezoeléctrico

4.4. Modelo eléctrico activo de un micro-generador piezoeléctrico obtenido mediante la medida de su respuesta a impactos periódicos aplicados con el banco de ensayos

4.4.1. Modelado de los cables piezoeléctricos

La utilización del simulador de tráfico del banco de ensayos permite efectuar medidas sobre los materiales de forma repetitiva y en condiciones de giro en régimen permanente, lo que facilita el análisis bajo el supuesto de tráfico continuo. Para obtener resultados que permitieran comparar la respuesta de los cables ante estímulos con diferente presión aplicada sobre ellos se plantearon dos escenarios diferentes para los ensayos de modelado de su respuesta eléctrica. En un primer escenario se somete a los cables al giro de la plataforma móvil, situación denominada sin amplificación mecánica y en el segundo escenario sobre las ruedas se suplementan masas adicionales, lo que se ha denominado con amplificación mecánica. Estos escenarios de trabajo se presentan respectivamente en las FIG. 97 y FIG. 98.

FIG. 97.- Ensayo sobre cables piezoeléctricos sin amplificación mecánica (ejes a $\beta=22^\circ$)

FIG. 98.- Ensayo sobre cables piezoeléctricos con amplificación mecánica (ejes a $\beta=90^\circ$)

Los cables piezoeléctricos para caracterizar se han distribuido en paralelo a la proyección sobre la plataforma fija inferior de un diámetro de la plataforma móvil. Adicionalmente se ha instalado un cable auxiliar a 90° respecto a la posición de medida para utilizarlo como sensor de velocidad

en el control del banco de ensayos. Se tomaron medidas sobre cuatro cables consecutivos de 3 m de longitud cada uno de ellos, lo que supone en su caracterización eléctrica estática una capacidad de valor $C_{pz} = 2,85 \text{ nF}$ (ver Tabla 19), con lo que el modelo eléctrico considerado para los cables piezoeléctricos será el formado por el generador piezoeléctrico (V_{pz}) en serie con la capacidad C_{pz} , como se presenta en la FIG. 99. La distancia entre los cables fue de 16 mm para conseguir respuestas aproximadamente uniformes. Los cables se pasaron bajo el conjunto motor-reductora utilizando los canales tallados en la plataforma fija bajo el bloque motor.

FIG. 99.- Modelo eléctrico equivalente de un micro-generador basado en cable piezoeléctrico

La adquisición de uno de los ensayos para la disposición sin amplificación mecánica, con ejes a $\beta = 90^\circ$, se reproduce en la FIG. 100 a modo de ejemplo. En la FIG. 101 se definen, sobre la captura de un único cable, las magnitudes temporales asociadas al paso de los dos ejes de un vehículo simulado (t_e) y a dos vehículos simulados consecutivos (t_v), así como la máxima amplitud de tensión en valor pico a pico ($V_{pp_m\acute{a}x}$). En la parte inferior de esta captura de osciloscopio se aprecian los siguientes valores medidos, $V_{pp_m\acute{a}x} = 5,25 \text{ V}$, $t_v = 804 \text{ ms}$, siendo por tanto la frecuencia fundamental de las señales de este ensayo de valor $f_1 = (1/ t_v) = 1,2438 \text{ Hz}$. Dada la naturaleza periódica de las señales obtenidas con el banco de ensayos, será posible obtener el generador de tensión interno del modelo eléctrico (V_{pz} en la FIG. 99) como el formado por la asociación en serie de los generadores de tensión obtenidos aplicando el principio de superposición en su cálculo partiendo del desarrollo en serie de Fourier de la tensión medida y teniendo en cuenta los valores de la impedancia interna del elemento piezoeléctrico y de la impedancia del equipo de medida. En la Tabla 24 se presenta un resumen de los resultados registrados para las diferentes configuraciones. Se presentan los parámetros de control, las velocidades prácticas de rotación, el equivalente de la velocidad en km/h para un vehículo de tipo medio berlina con batalla de 2,64 m, así como la tasa de tráfico simulada q (vehículos/minuto), (en estas configuraciones se simula un vehículo por revolución, ver FIG. 41 del Capítulo 3, por tanto según la Ec. 55 de dicho capítulo, $q = n$) y la amplitud de la tensión medida en valor pico a pico del cable y eje que entregó la mayor lectura. Se puede observar que se han evitado algunas medidas en la configuración con amplificación con $\beta = 45^\circ$ y todas las de $\beta = 22^\circ$ por la vibración mecánica a la que se forzaba el banco de ensayos. En las figuras FIG. 102 y FIG. 103 se presenta de forma gráfica la evolución de las amplitudes de tensión registradas en función de la velocidad de rotación de la plataforma (n , en rpm). Se observa una relación linealizada entre la velocidad de rotación y la tensión registrada que se incrementa a medida que se somete a mayor velocidad de revolución al simulador de tráfico.

FIG. 100.- Ensayo con cuatro cables sin amplificación mecánica

FIG. 101.- Ensayo sobre un cable

Tabla 24.- Ensayos con cables piezoeléctricos

Sin amplificación mecánica	β (°)	Consigna (V)	Frecuencia variador AC (Hz)	t_e (s)	t_v (s)	n (rpm)	q (vehículos/min)	v (km/h)	$V_{pp_máx}$ (V)
	22	3,5	26,1	0,156	1,284	23,36	23,36	60,92	0,942
		4	29,3	0,136	1,148	26,13	26,13	69,88	0,935
		4,5	32,9	0,12	1	30,00	30,00	79,20	1,09
		5	36,4	0,108	0,892	33,63	33,63	88,00	1,29
		5,5	40,1	0,096	0,804	37,31	37,31	99,00	1,45
		6	43,5	0,088	0,736	40,76	40,76	108,00	1,4
		6,5	47,1	0,082	0,674	44,51	44,51	115,90	1,38

	45	3,5	25,9	0,332	1,34	23,39	23,39	28,63	0,81
		4	29,4	0,284	1,148	26,13	26,13	33,47	0,953
		4,5	32,9	0,248	1	30,00	30,00	38,32	0,997
		5	36,4	0,22	0,892	33,63	33,63	43,20	1,055
		5,5	40,1	0,196	0,8	37,50	37,50	48,49	1,027
		6	43,5	0,178	0,734	40,87	40,87	53,39	1,44
		6,5	47	0,168	0,674	44,51	44,51	56,57	1,49
	90	3,5	25,8	0,68	1,36	22,06	22,06	13,98	0,995
		4	29,3	0,576	1,156	25,95	25,95	16,50	1,25
		4,5	32,8	0,5	1,004	29,88	29,88	19,01	1,26
		5	36,4	0,444	0,888	33,78	33,78	21,41	1,4
		5,5	40,1	0,404	0,806	37,22	37,22	23,53	1,45
		6	43,5	0,368	0,732	40,98	40,98	25,83	1,5
		6,5	47	0,34	0,676	44,38	44,38	27,95	1,5
Con amplificación mecánica	β (°)	Consigna (V)	Frecuencia variador AC (Hz)	t_e (s)	t_v (s)	n (rpm)	q (vehículos /min)	v (km/h)	$V_{pp_m\acute{a}x}$ (V)
	45	3,5	26,1	0,32	1,32	22,73	22,73	29,70	3,32
		4	29,3	0,29	1,13	26,55	26,55	32,77	4,27
		4,5	33	0,25	0,99	30,30	30,30	38,02	4,37
		5	36,3	0,22	0,888	33,78	33,78	43,20	4,61
		5,5	40,1	0,196	0,804	37,31	37,31	48,49	5,25
	90	3,5	25,8	0,67	1,33	22,56	22,56	14,19	3,76
		4	29,3	0,57	1,14	26,32	26,32	16,73	4,5
		4,5	32,8	0,50	0,996	30,12	30,12	19,16	4,91
		5	36,4	0,49	0,892	33,63	33,63	19,48	5,41
		5,5	40,1	0,42	0,804	37,31	37,31	22,63	5,51
		6	43,5	0,40	0,788	38,07	38,07	23,76	6,32
		6,5	47	0,34	0,672	44,64	44,64	28,29	6,41

FIG. 102.- Relación entre tensión medida y velocidad de revolución en ensayos sin amplificación mecánica

FIG. 103.- Relación entre tensión medida y velocidad de revolución en ensayos con amplificación mecánica

El cálculo del modelo eléctrico de los cables piezoeléctricos se basa en el circuito eléctrico de la FIG. 104 y en la aplicación del principio de superposición para cada frecuencia del desarrollo en serie de Fourier de la tensión registrada en el equipo de medida (V_o). En la FIG. 78 se definió Z_{total} .

FIG. 104.- Circuito equivalente para el cálculo de V_{pz}

Así, el generador V_{pz} está constituido por la asociación serie de generadores sinusoidales calculados para cada frecuencia f_i , $1 \leq i < \infty$, según las ecuaciones Ec. 78 a Ec. 81, con $C_{pz} = 2,85$ pF y C_p y R_p determinados para la sonda Agilent™ en conexión al osciloscopio según la Tabla 21. V_o procede del desarrollo obtenido con el módulo *Fourier Components Generator* del software de control y procesamiento del banco de ensayos que analiza la tensión registrada en cada ensayo de cada cable y entrega el valor de amplitud y fase de cada generador sinusoidal para cada frecuencia f_i del análisis de Fourier. Así para cada ensayo realizado a diferente velocidad de rotación, se obtiene un modelo eléctrico equivalente al variar la frecuencia fundamental ($f_1 = (1/t_v)$ de cada señal registrada.

$$V_{pz}(f_i) = \frac{V_o(f_i)}{Z_{total}} \cdot (Z_{pz} + Z_{total}) \quad \text{Ec. 78}$$

$$Z_{pz} = \frac{-j}{\omega_i C_{pz}} \quad \text{Ec. 79}$$

$$Z_{total} = \frac{R_p - jR_p^2 \omega_i C_p}{1 + R_p^2 \omega_i^2 C_p^2} \quad \text{Ec. 80}$$

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad \text{Ec. 81}$$

Estos modelos (FIG. 99) se exportan al simulador SPICE conectándolos a las diversas topologías de circuitos rectificadores con filtrado capacitivo que se han probado, variando el consumo de corriente de salida mediante la variación del valor de la resistencia de carga. Con los valores de tensión acumulada y corriente entregada se obtienen las gráficas que proporcionan la curva de regulación y de potencia. A partir de la curva de regulación se obtendrá el modelo equivalente de estos circuitos de *harvesting* capaz de predecir la potencia eléctrica que pueden llegar a generar de forma optimizada.

En el proceso de modelado hay que incluir el tiempo que transcurre entre las tensiones generadas por cada cable en el banco de ensayos tal y como se aprecia en la FIG. 100. Para automatizar el cálculo de este tiempo se asume válida la aproximación entre la cuerda y su arco para un sector circular, ya que la distancia entre dos cables consecutivos en el banco de ensayos es de $d_c = 16 \text{ mm} \ll R = 0,75 \text{ m}$, siendo R el radio de giro del camino usado para los ensayos con los cables piezoeléctricos. Este retardo se introducirá en el parámetro TD de los generadores sinusoidales en SPICE y su cálculo se realiza con la Ec. 82, con TD en segundos, d_c y R en metros y n en rpm.

$$TD = \frac{d_c}{n \cdot \frac{\pi}{30} \cdot R} \quad \text{Ec. 82}$$

Este valor TD, constante para cada ensayo, se incrementa linealmente para cada cable consecutivo a simular, de este modo se abre la posibilidad de realizar simulaciones con un número elevado de generadores piezoeléctricos ubicados de forma consecutiva en un carril de una carretera, por ejemplo, pudiendo experimentar el efecto de realizar asociaciones serie y/o paralelo entre ellos para obtener la capacidad de generar energía del conjunto.

A continuación se presenta una selección de los ensayos recogidos en la Tabla 24. En primer lugar, en la FIG. 105 se adjunta la información relativa al ensayo para la máxima velocidad simulada equivalente a 115,90 km/h, obtenida con la disposición de los ejes en el banco de ensayos a $\beta = 22^\circ$, con velocidad de revolución de $n = 44,51 \text{ rpm}$ y sin emplear amplificación mecánica. Se recoge en (a) la captura de la tensión medida en uno de los cables, V_o en la FIG. 104, y los valores espectrales de amplitud y fase de su desarrollo en serie de Fourier en (b) y (c), así como los espectros de amplitud y fase (d) y (e) resultantes para el generador V_{pz} de la FIG. 104. Se aprecia que aquellas componentes espectrales por encima de 108 Hz en (b) no se van a considerar dada su baja contribución en la señal reconstruida.

En la FIG. 105 (f) se presenta la tensión obtenida en la simulación con SPICE del modelo equivalente (traza azul) calculado mediante el procedimiento aquí descrito al cargarlo con la impedancia total (Z_{total} , en la FIG. 104) equivalente de la sonda de medida conectada al osciloscopio junto con la tensión real medida en el osciloscopio (traza roja) presentada en (a). Se aprecia el bajo nivel de error conseguido entre ambas señales. Adicionalmente se presenta en (g) la tensión que entregaría el cable piezoeléctrico en condiciones de circuito abierto tal y como predice el modelo generado. Esta reflexión sobre la tensión interna del micro-generador piezoeléctrico, V_{pz} , no suele ser frecuente entre los artículos presentes en la literatura científica dado que no se considera el efecto del equipo de medida, circunstancia muy tenida en cuenta en esta Tesis.

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

(g)

FIG. 105.- (a) Tensión V_o medida en el osciloscopio, (b), (c) Espectros de la tensión medida V_o , (d), (e) Espectro de la tensión generadora V_{pz} , (f) Simulación de V_o obtenida con el modelo comparada con la tensión medida, (g) Tensión que en condiciones de circuito abierto generaría el cable piezoeléctrico

En FIG. 106 se presentan los espectros obtenidos para V_o y los calculados para V_{pz} (ver FIG. 104) para las velocidades simuladas de 60,92 km/h ($\beta = 22^\circ$), 28,63 km/h ($\beta = 45^\circ$) y 13,98 km/h ($\beta = 90^\circ$) sin aplicar amplificación mecánica. En todos ellos se han incluido las componentes espectrales significativas, situándose por debajo de 60 Hz, para obtener una reconstrucción de las señales originales con un error inferior al 1%. Se incide en el hecho de que la generación de los modelos se realizará para cada nueva condición ensayada como se aprecia en la disparidad obtenida en los espectros mostrados. Resulta fácilmente apreciable una ganancia de aproximadamente un orden de magnitud entre las amplitudes máximas de los valores modulares de V_o y V_{pz} , no siendo esta relación aplicable al mismo índice armónico.

FIG. 106.- Espectros de amplitud y fase correspondientes a Vo y Vpz para una selección de velocidades de los ensayos sin amplificación mecánica.

De forma análoga, se recogen en la FIG. 107 una selección de los espectros obtenidos para los ensayos con amplificación mecánica. Resulta evidente la ganancia en el valor modular de los espectros obtenidos respecto a los ensayos sin amplificación mecánica con velocidades equivalentes. En el capítulo de resultados se observarán las magnitudes de tensión continua acumulada y potencia disponible tomando alguna de las velocidades como referencia para realizar comparaciones según topologías empleadas en el circuito de *harvesting*.

FIG. 107.- Espectros de amplitud y fase correspondientes a V_o y V_{pz} para una selección de velocidades de los ensayos con amplificación mecánica.

4.4.2. Modelado de cerámicas piezoeléctricas

El material piezoeléctrico de tipo cerámico PZT con el que se ha trabajado, se encuentra en el interior de encendedores comerciales (FIG. 75). En el simulador de tráfico se han instalado (FIG. 76) cuatro elementos en el camino de rodadura interior R_{61} . Se han buscado velocidades de rotación que proporcionaran respuestas estables para favorecer la repetitividad de los ensayos. Dado que la realización de los receptáculos ha sido manual, no se ajustan uniformemente al hueco practicado para cada uno de ellos, con lo que cada piezoeléctrico presenta en general una respuesta eléctrica de amplitud diferente. Este hecho, lejos de ser un inconveniente, refuerza la validez de las conclusiones ya que permiten en esta Tesis generalizar el comportamiento individual en las diferentes asociaciones estudiadas.

Una de las configuraciones más estables y que se ha tomado como base para otros estudios posteriores es la correspondiente a una velocidad simulada de 58 km/h. En la FIG. 108 se reproduce un ensayo tomado a esa velocidad.

El análisis de las tensiones aquí registradas ofrece los espectros de amplitud que se proporcionan en la propia FIG. 108. Destaca el notable aumento en el valor modular de la tensión en los armónicos más significativos respecto a los registros obtenidos para cables piezoeléctricos. Este aumento deberá proporcionar mayor tensión acumulada en el circuito de *harvesting* y mayor potencia generada. Las conclusiones cuantitativas se tratan en el capítulo siguiente. Otro efecto que se acusa mucho, es el incremento del valor modular tanto del espectro registrado como del calculado para el generador V_{pz} del modelo eléctrico equivalente, al aumentar la velocidad de giro del simulador de tráfico y, por tanto, se disminuye el período de repetición de las señales generadas. El fenómeno contrario se aprecia en los espectros si se realiza el ensayo reduciendo la velocidad equivalente.

Una conclusión de carácter general para los ensayos efectuados es la aproximación correcta para el ancho de banda de estas señales. La máxima frecuencia a considerar para construir los modelos eléctricos es inferior en todo caso a 100 Hz.

FIG. 108.- Tensiones V_o en los cuatro elementos piezoeléctricos y sus respectivos espectros de amplitud en un ensayo a 58 km/h

A continuación, en las figuras FIG. 109 a FIG. 112, se presentan los espectros obtenidos de la señal de salida para cada uno de los cuatro elementos piezoeléctricos con los que se realizaron los ensayos a tres velocidades equivalentes diferentes, que guardan entre sí una relación doble, siendo estas de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h. Esta relación entre las velocidades simuladas se aprecia entre las frecuencias fundamentales de estos espectros: 0,22 Hz, 0,45 Hz y 0,89 Hz, respectivamente. Asimismo, se representan los espectros obtenidos para el generador V_{pz} del modelo eléctrico equivalente. También se comprueba que el ancho de banda para las señales analizadas será inferior a 100 Hz.

Se aprecia claramente como las respuestas no son uniformes entre los cuatro elementos, lo que a su vez obliga a manejar modelos eléctricos individualizados tanto por el propio elemento como, en general a su vez, para cada velocidad ensayada. Esto complica los registros tanto de

las simulaciones como de los ensayos, ya que han de archivarse con un orden muy cuidado para procesar adecuadamente los resultados de los análisis.

FIG. 109.- Espectros de las señales Vo y Vpz del elemento piezoeléctrico marcado como #1 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h

FIG. 110.- Espectros de las señales Vo y Vpz del elemento piezoeléctrico marcado como #2 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h

FIG. 111.- Espectros de las señales Vo y Vpz del elemento piezoeléctrico marcado como #3 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h

FIG. 112.-Espectros de las señales Vo y Vpz del elemento piezoeléctrico marcado como #4 para ensayos a velocidades equivalentes de 29 km/h, 58 km/h y 116 km/h

CAPÍTULO 5

Generación de energía
eléctrica y
aprovechamiento
energético

5. GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA Y APROVECHAMIENTO ENERGÉTICO

5.1. Introducción

En el capítulo 4 se han desarrollado los procedimientos para obtener los modelos eléctricos de los dos tipos de micro-generadores con los que se ha trabajado en la presente Tesis Doctoral en función de los materiales piezoeléctricos utilizados. Los resultados prácticos de aplicación de estos modelos a los circuitos de *energy harvesting* se tratan en este capítulo. Asimismo, como resultado del análisis del comportamiento de la etapa de acumulación de energía eléctrica se generan nuevos modelos eléctricos para el conjunto formado por el elemento piezoeléctrico conectado al circuito acumulador o de *harvesting*.

En la literatura científica sobre *energy harvesting*, como primera etapa acumuladora de energía eléctrica se presenta la combinación de un circuito rectificador en conexión con un elemento almacenador de carga eléctrica de tipo capacitivo. Es numerosa la literatura que trata con estos circuitos aplicados a entornos en los que la fuente de energía mecánica proviene de procesos vibratorios [140], [141], [142], [143], y [144]. En otras referencias se ha empezado a estudiar el comportamiento de materiales piezoeléctricos integrados en el asfalto [145], [146], y en [147] el modelado con el circuito de recolección de energía. Para un óptimo aprovechamiento de la energía generada se apunta la necesidad de realizar una adaptación de impedancias entre el convertidor electrónico y el elemento piezoeléctrico [148], [149]. En entornos como el estudiado en este trabajo, la utilización del banco de ensayos para realizar la caracterización de los micro-generadores de *harvesting* piezoeléctrico representa un avance muy significativo en comparación con el coste propuesto para un estudio de viabilidad como el realizado en [150] para la Comisión de la Energía de California en 2014.

5.2. Micro-generadores de energía eléctrica basados en cables piezoeléctricos

Con los modelos de los cables piezoeléctricos que se han obtenido según las instalaciones disponibles descritas en el capítulo 4, se han realizado las simulaciones de acumulación de tensión en la etapa de entrada de un sistema de *harvesting* mediante la utilización del programa de simulación electrónica PSpice® perteneciente a la suite de diseño electrónico OrCAD™ de la compañía Cadence® Design Systems.

Los primeros resultados para un cable piezoeléctrico se evaluaron teniendo en cuenta los diferentes diodos rectificadores que se podrían utilizar, cuyas características se resumen en la Tabla 25, como resultado de la selección entre rectificadores más adecuados por disponibilidad y características.

Tabla 25.- Características de los diodos rectificadores utilizados

	1N4148	1N4007	RB751	BAS40-04W
Tecnología	Silicio	Silicio	Schottky	Scottky
V_{RRM} (V)	100	1000	40	40
I_{FAV} (A)	0,150	1	0,120	0,200
t_{rr} (μs)	0,008	5		0,005

El valor de tensión de ruptura inversa (V_{RRM}) no es crítico ni para ensayos con el simulador de tráfico, ni para las ubicaciones en exterior, dados los valores registrados tanto en la Tabla 24 del capítulo 4, como en las figuras FIG. 80 y de la FIG. 81 a FIG. 91. Como resultado de las simulaciones se evaluará el parámetro de corriente media (I_{FAV}). El tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) indica la velocidad con la que el diodo pasa de conducción a corte. Debido a que a máxima velocidad del simulador de tráfico la anchura de los pulsos registrados se aproxima a 20 ms, nuevamente cualquiera de los seleccionados es adecuado para esta aplicación. La ventaja inherente a la tecnología de fabricación Schottky (unión metal-semiconductor) radica en su menor tensión de conducción directa lo que a priori debería conducir a una mayor tensión acumulada en el condensador y los sitúa como prioritarios.

En la FIG. 113 se muestran las formas de onda de la respuesta transitoria para 1200 segundos, tiempo en el que se alcanza el valor de tensión almacenada en régimen permanente, para los cuatro tipos de diodos y el modelo de un cable piezoeléctrico del ensayo a una velocidad simulada de 28 km/h sin proporcionar amplificación mecánica. El circuito rectificador es de topología de puente de diodos, siendo $C_{load} = 470 \mu F$ y con una resistencia de carga de valor $R_{load} = 1 M\Omega$ en todos los casos.

FIG. 113.- Tensión obtenida utilizando un circuito rectificador en puente de diodos según el tipo de diodo

El modelo del micro-generador piezoeléctrico se presenta en la FIG. 114. El desarrollo de Fourier está constituido por 75 componentes en serie con la $C_{pz} = 2,85 \text{ nF}$ del cable, siendo el error entre la señal original y la reconstruida menor al 0,5%.

FIG. 114.- Modelo eléctrico del cable piezoeléctrico

El mejor comportamiento lo ofrece el diodo Schottky BAS 40 ($V_o = 45,23$ mV), siendo muy próximo el resultado del diodo de señal 1N4148 ($V_o = 43,63$ mV). No obstante el tiempo necesario para realizar las simulaciones de estos dos diodos fueron notablemente diferentes, siendo mayor el necesario para el modelo del diodo Schottky. Como se verá más adelante, esto fue decisivo para optar por el 1N4148 como diodo rectificador a emplear en las simulaciones.

Una conclusión, que será posible generalizar posteriormente, se obtiene al analizar las gráficas obtenidas. La evolución de la tensión en el condensador sigue la ecuación de carga exponencial Ec. 83. El valor de la constante de tiempo τ resulta ser de 470 s, como indica la Ec. 85, verificándose en las gráficas obtenidas aplicando la Ec. 84. Este valor se obtiene con independencia del tipo de diodo.

$$v_o = v_{o(t \rightarrow \infty)} + (v_{o(t \rightarrow 0)} - v_{o(t \rightarrow \infty)}) \cdot e^{-t/\tau} \quad \text{Ec. 83}$$

$$v(\tau) = v_{t \rightarrow \infty} \cdot (1 - e^{-1}) \quad \text{Ec. 84}$$

$$\tau = R_{load} \cdot C_{load} \quad \text{Ec. 85}$$

Ahora se abre una interesante observación como consecuencia de las pruebas prácticas. En la FIG. 115 (izda.) se presentan los valores de tensión acumulada en el circuito real aplicado a uno de los cables instalados en el simulador de tráfico en las mismas condiciones de velocidad que las simuladas anteriormente. Utilizando diodos 1N4148 y los mismos valores de resistencia y capacidad, se observa un valor de tensión en régimen permanente dos órdenes de magnitud superiores al valor esperado. Este resultado sorprendente se producía en sucesivas repeticiones del ensayo, obteniéndose valores diferentes en días diferentes, pero manteniendo la relación de dos órdenes de magnitud superior. En la misma FIG. 115 (dcha.) se aprecia parte de la solución a este hecho, aquí se presenta la tensión acumulada estando el motor accionado pero en reposo, es decir, sin aplicar excitación mecánica al cable piezoeléctrico. Se observa una tensión acumulada de 1,88 V cuando, como se ha comentado, no hay efecto piezoeléctrico. La causa está en el comportamiento como antena del cable piezoeléctrico siendo capaz de acumular la carga recibida de la excitación electromagnética del ambiente. Este efecto detectado resultó imposible de aislar en los ensayos dado que no se pudo ni apantallar el variador de velocidad ni alejar el motor del lugar donde residen los cables, dada la arquitectura del simulador de tráfico realizado. Se cambió la manguera del cable trifásico de alimentación del motor por uno de tipo apantallado, sin apreciar mejora en las medidas. En experiencias posteriores, realizadas en exteriores, también se verificó, utilizando un multímetro de mano para registrar la tensión, que un cable piezoeléctrico conectado al circuito rectificador con condensador acumulaba tensión de unos cientos de mili voltios en unos pocos minutos sin haber provocado en el cable ningún efecto piezoeléctrico.

Ante esta situación y dado que tampoco se podía utilizar una cámara apantallada para poder realizar los ensayos, se pensó en cambiar la tipología del material piezoeléctrico a utilizar dado que resultaba muy difícil cuantificar con precisión el efecto de recolección de energía proveniente de los cables piezoeléctricos.

FIG. 115.- Tensión registrada en el condensador en régimen permanente en un ensayo con cable piezoeléctrico (izda.) y tensión registrada con el banco de ensayos detenido (dcha.)

No obstante, dado que la ubicación de este posible mecanismo de *harvesting* sería enterrado bajo el pavimento, y la influencia del fenómeno descrito anteriormente podría ser de mucha menor relevancia, se decidió completar esta investigación realizando un amplio estudio mediante simulaciones que permitieran avanzar los objetivos de modelización defendidos en la presente Tesis Doctoral. Las simulaciones realizadas con los modelos obtenidos de los cables permitieron obtener una caracterización de su comportamiento en un sistema de *harvesting* de forma ideal y admitiendo el efecto piezoeléctrico exclusivamente. Estos estudios han podido sentar las bases del modelo generalizado que se ha demostrado mediante la utilización de las cerámicas piezoeléctricas.

Dado que la capacidad de entregar potencia de un único cable es muy escasa se realizaron asociaciones topológicas de circuitos rectificadores.

5.3. Asociación de micro-generadores piezoeléctricos según topologías rectificadoras e interconexión eléctrica entre las mismas

Para incrementar la capacidad de acumular energía eléctrica se estudia el efecto que provocará la realización de asociaciones entre los generadores, considerando que la separación entre los cables será de 16 mm e imponiendo una tasa de tráfico constante en función de la velocidad del ensayo con el que se generó el modelo eléctrico. El parámetro adicional que se debe introducir en la definición de todos los generadores de Fourier que componen cada uno de los modelos de cada cable es el tiempo de retardo TD según la Ec. 82. Los resultados de las diferentes asociaciones se obtendrán fijando uno de los modelos obtenido para una determinada velocidad de ensayo.

Las asociaciones entre los cables serán o bien asociaciones multifásicas, o bien asociaciones en paralelo. En el caso de las polifásicas estas se realizarán bien en polígono o en estrella de n puntas. Cada cable se conecta a una única estructura rectificadora dado que la conexión en paralelo de los cables directamente y antes del circuito rectificador produce una pérdida de energía en los retornos que se producen entre los piezoeléctricos dado que aquellos que no reciben excitación mecánica actúan como carga a aquellos que están generando, como se pudo verificar en las correspondientes simulaciones.

Finalmente se estudiará también la asociación serie entre estructuras asociadas previamente en paralelo. De este modo se realizan simulaciones con topologías de celdas generadoras paralelo que se conectarán entre sí en serie.

5.3.1. Polifásicas

A continuación se presentan las topologías polifásicas rectificadoras que se han estudiado.

En la FIG. 116 se representa la asociación en estrella multipunta de n generadores piezoeléctricos.

FIG. 116.- Asociación rectificadora polifásica en estrella de n puntas

En el caso de 3 elementos se identifica la conocida asociación trifásica en estrella (también denominada en la literatura como Y).

En la FIG. 117 se tiene el esquema de la asociación en polígono para n generadores. En el caso de asociar tres generadores, se tendrá la también conocida topología rectificadora trifásica en triángulo (también denominada Δ).

FIG. 117.- Asociación rectificadora polifásica en polígono de n lados

En la topología polifásica en polígono, en el esquema realizado en el simulador se han tenido que introducir resistencias de valor muy pequeño ($1 \text{ p}\Omega$) para no afectar a la topología del circuito, entre los bloques que modelan a cada cable para evitar la condición de cortocircuito que detecta el simulador. En ambas topologías polifásicas también se han debido añadir resistencias de valor muy grande ($1000 \text{ G}\Omega$) a masa (del mismo modo, no afectan al circuito simulado) para evitar otro error que detecta el simulador al considerar como nodos flotantes los puntos de conexión de los generadores a los diodos al disponer un único punto de masa para las simulaciones.

5.3.2. Paralelo

En la FIG. 118 se representa la asociación paralelo de n estructuras rectificadoras de puentes de diodos.

FIG. 118.- Asociación paralelo de puentes rectificadores

La evolución de la tensión acumulada V_o en el condensador para 20 minutos de ensayo se presenta en la FIG. 119 para las asociaciones polifásicas y paralelo de puentes rectificadores, teniendo en cuenta además el tipo de diodo. Las condiciones del ensayo para los modelos utilizados son las mismas que se presentaron para el estudio de un único cable, velocidad simulada de 26 km/h sin aplicar amplificación mecánica, $R_{\text{load}} = 1 \text{ M}\Omega$ y $C_{\text{load}} = 470 \text{ }\mu\text{F}$. Se

aprecia el incremento en V_o al asociar más etapas, siendo las etapas paralelo con diodos Schottky BAS40 las que obtienen mejores resultados. No obstante la diferencia de tiempos de ejecución entre las simulaciones con diodos BAS40 y 1N4148 se incrementan según crece el número de asociaciones. Al llegar a 48 cables asociados, la simulación de puentes de diodos BAS40 necesitó 48 horas para completarse. A partir de este momento y dada la proximidad entre los dos mejores resultados, ambos para topología de puente de diodos, todas las restantes simulaciones que se presentan en este capítulo con los cables piezoeléctricos se realizaron con diodos 1N4148 y topología de puente de diodos.

FIG. 119.- Tensión acumulada en función de las asociaciones de diferentes topologías rectificadoras y tipos de diodos

Al analizar el incremento de tensión recogida en función del número de circuitos en paralelo se aprecia que la relación no es lineal y que se decrecienta el factor de ganancia a medida que aumenta el número de micro-generadores asociados en paralelo. Para estudiar este hecho se realizaron simulaciones hasta el máximo que admitió este proceso en espacio de disco y tiempo necesario para completarlas. Para la configuración paralelo de puente de diodos 1N4148 manteniendo constantes el resto de condiciones, es decir, modelo sin amplificación mecánica para la velocidad simulada de 26 km/h, $R_{load} = 1 \text{ M}\Omega$ y $C_{load} = 470 \text{ }\mu\text{F}$, tal y como se aprecia en la FIG. 120, para 720 circuitos en paralelo se habría alcanzado la saturación para la acumulación energética en las condiciones anteriores. Como idea de la gran inversión en tiempo que requirió este estudio, la última simulación de 720 circuitos tardó en ejecutarse 16 horas y 14 minutos.

En la FIG. 121 se resume la evolución de la tensión V_o para las simulaciones efectuadas con asociaciones en paralelo de circuitos de puentes de diodos con los modelos correspondientes a los ensayos que han proporcionado señales con mayor amplitud a la estudiada hasta el momento. Estos modelos son los obtenidos para el ensayo con amplificación mecánica para una velocidad simulada de 28 km/h y para la experimentación de exterior con cable de 6 m de

longitud colocado sobre el asfalto en un vial del Campus, al paso de un vehículo de 1300 kg de masa circulando a una velocidad de 40 km/h. En este último caso se ha generado, para realizar el modelo de tráfico continuo, una distancia entre vehículos simulados que verifiquen lo recogido en el punto 3.2.1 del anexo de la orden de 27 de diciembre de 1999 relativa a la norma 3.1-IC respecto a la distancia de parada de los vehículos⁷. Como ejemplos de tiempos de simulación se puede indicar que el tiempo necesario para completar la simulación de 720 circuitos en paralelo del modelo con amplificación mecánica fue de 24 horas y 5 minutos y para el modelo con el cable sobre el pavimento fue de 44 horas y 22 minutos.

FIG. 120.- Evolución de la tensión acumulada para n circuitos en paralelo

FIG. 121.- Tensión acumulada para los ensayos con amplificación mecánica y en exterior con cable sobre el asfalto

Al haber fijado el valor del consumo de corriente mediante un valor constante de R_{load} no se está considerando la posible zona óptima de utilización, con lo que se debe realizar un estudio tomando como variable el consumo de corriente. Adicionalmente se debe analizar la opción de obtener mayores tensiones acumuladas que puedan ser compatibles con el rango de la alimentación requerida por los circuitos de aplicación, para ello se estudiará el comportamiento de asociaciones en serie entre bloques que a su vez se encuentren asociados en paralelo.

⁷ BOE nº 28 de 2 de febrero de 2000

5.3.3. Serie

Se toma como bloque unitario el formado por 80 micro-generadores en paralelo para realizar el estudio de su comportamiento al asociarlos en serie. Para obtener la información de tensión acumulada y potencia entregada se variará el consumo de corriente de estos bloques *harvesting* realizando sucesivas simulaciones tomando como parámetro el valor de la resistencia R_{load} . A su vez por mantener la escalabilidad en los esquemas utilizados en las simulaciones, se manejan bloques jerárquicos compuestos de 16 micro-generadores asociados en paralelo en estructuras rectificadoras en puente de diodos como se detalla en la FIG. 122 (a) y (b) respectivamente.

FIG. 122.- (a) Asociación en serie de dos conjuntos de 5 Bloques jerárquicos asociados en paralelo. (b) Detalle de un bloque jerárquico conteniendo 16 micro-generadores asociados en paralelo

Cada uno de los bloques individuales denominados Piezo_i (con $1 \leq i \leq 160$) contiene el correspondiente modelo del micro-generador individual para el ensayo correspondiente, como se presentó en la FIG. 114.

En la FIG. 123 se presenta el resumen de resultados correspondientes a un bloque de 80 micro-generadores en paralelo y a dos de estos asociados en serie, para los modelos correspondientes al ensayo a 26 km/h sin amplificación mecánica, a 28 km/h con amplificación mecánica, al obtenido para el cable C1 de la instalación enterrada en un vial del Campus al paso de un

vehículo de 1365 kg de masa a una velocidad de 56 km/h, al que se le ha aplicado las consideraciones de la norma citada anteriormente para generar el modelo de tráfico continuo y finalmente, para el ensayo efectuado con el cable sobre la calzada en las condiciones previamente detalladas. Todos los circuitos de *harvesting* son de topología en puente de diodos de tipo 1N4148 con $C_{load} = 470 \mu F$ y $R_{load} = 1 M\Omega$. Se manifiesta un aumento de la tensión acumulada V_o en todos los casos, aunque la cuantificación de la misma requiere de la realización del estudio que permita obtener la curva de regulación de estos circuitos como se deducirá más adelante.

FIG. 123.- Tensión acumulada en asociaciones paralelo de 80 micro-generadores y en asociaciones serie para diferentes modelos obtenidos para cables piezoeléctricos

A continuación se presentan en la FIG. 124 los resultados obtenidos efectuando las simulaciones para la configuración que ha obtenido mayor tensión acumulada, es decir la asociación serie de

dos bloques constituidos por 80 micro-generadores asociados en paralelo. Esta nueva tanda de simulaciones persigue obtener el comportamiento de la tensión acumulada en función de la demanda de corriente que se solicite a estos circuitos de recolección de energía eléctrica mediante la variación de la resistencia de carga R_{load} . La variación de R_{load} no se pudo realizar aplicando el análisis paramétrico de PSpice® dada la limitación de disco de los ordenadores disponibles. Así, se debieron realizar simulaciones individuales variando la resistencia desde $10^9 \Omega$ (condición que simula el circuito abierto) hasta $10^6 \Omega$ en pasos de un orden de magnitud entre ellas, entre 900 k Ω y 100 k Ω en pasos de 100 k Ω y finalmente para valores de 90 k Ω , 60 k Ω , 30 k Ω , 20 k Ω , 10 k Ω , 1 k Ω y 100 Ω para establecer un punto de cortocircuito. Con todos estos valores se puede determinar la curva de regulación del circuito de *harvesting*, representando V_o en función de la corriente que circula por la resistencia de carga I_o , así como obtener la gráfica de la potencia extraída.

FIG. 124.- Curvas de regulación y potencia para asociaciones serie de 2 conjuntos de 80 micro-generadores asociados en paralelo

Se pueden extraer las siguientes conclusiones relevantes:

- La curva de regulación ofrece una relación lineal (el parámetro R^2 de la recta de regresión lineal adopta un valor muy cercano a la unidad) entre la tensión acumulada

en régimen permanente en el circuito de *harvesting* y la corriente suministrada a la carga. De modo que se puede aplicar la Ec. 86 para caracterizarla.

$$V_o = -R_o \cdot I_o + V_{oc} \quad \text{Ec. 86}$$

- La pendiente de la curva de regulación (R_o) proporciona el valor de la resistencia de carga óptima a la que se obtiene el mayor valor de potencia extraída como se comprueba para los valores utilizados en las simulaciones próximos al valor teórico y que se verifica en la gráfica de la potencia extraída para los tres casos analizados. En estos, los valores de R_o resultan ser respectivamente 659,43 k Ω (cables con amplificación), 497,63 k Ω (cable enterrado bajo el vial) y 692,11 k Ω (cables sin amplificación).

$$R_o = -(\Delta V_o / \Delta I_o) \quad \text{Ec. 87}$$

- La tensión de circuito abierto (V_{oc}) presenta un valor doble que la tensión a la cual se extrae la máxima potencia de los micro-generadores. Esto tiene relación con el teorema de máxima transferencia de potencia que se comprueba con los resultados extraídos, dado que en el punto de máxima potencia el valor de la resistencia de carga que lo alcanza es de idéntico valor que el parámetro R_o .

$$P_{o_{\max}} = \frac{V_{oc}^2}{4 \cdot R_o} \quad \text{Ec. 88}$$

- La corriente en condiciones de baja resistencia de carga (corriente de cortocircuito) I_{sc} , adoptará un valor cercano al dado por la Ec. 89.

$$I_{sc} = \frac{V_{oc}}{R_o} \quad \text{Ec. 89}$$

- Se puede concluir que el modelo eléctrico en régimen permanente de estos circuitos de recolección de energía, a partir de cables piezoeléctricos utilizados en diferentes configuraciones de excitación mecánica, se corresponde con un generador de tensión continua V_{oc} y una resistencia en serie R_o .

En la Tabla 26 se muestran los resultados de las 180 simulaciones efectuadas correspondientes a la asociación serie anterior y a las siguientes configuraciones topológicas: un micro-generador y la asociación de 80 micro-generadores en paralelo.

Del análisis de estos datos se extraen las siguientes conclusiones:

- El parámetro V_{oc} no cambia si se realizan asociaciones en paralelo de micro-generadores.
- Al asociar en serie dos bloques de micro-generadores el valor de V_{oc} resultante se aproxima a un valor doble del correspondiente al modelo individual.
- El parámetro R_o resultante de n asociaciones paralelo resulta ser el correspondiente al modelo individual dividido entre n .
- El parámetro R_o resultante de la asociación serie de 2 bloques se aproxima al valor doble del individual.
- La potencia máxima obtenida de la asociación paralelo de n micro-generadores será n veces la correspondiente al individual.

Tabla 26.- Parámetros del circuito equivalente según ensayo y topología asociativa

Ensayo	Topología	Parámetros del circuito equivalente de <i>harvesting</i>			
		Ro	Voc (V)	Isc (μA)	PO _{máx} (μW)
Sin amplificación mecánica	1 cable sin amplificación	28,4 MΩ	1,33	0,046	0,015
	80 cables //	355 kΩ	1,33	3,7	1,24
	2 circuitos serie de 80//	692,11 kΩ	2,75	3,9	2,73
Cable enterrado en el vial	1 cable sin amplificación	19,9 MΩ	2,46	0,12	0,3
	80 cables //	240 kΩ	2,46	9,8	23,8
	2 circuitos serie de 80//	497,63 kΩ	4,97	9,98	48,1
Con amplificación mecánica	1 cable sin amplificación	26,4 MΩ	5,6	0,21	0,076
	80 cables //	329 kΩ	5,6	16,8	6,3
	2 circuitos serie de 80//	659,43 kΩ	11,27	17,1	12

5.4. Discusión y validación del modelo asociativo de micro-generadores piezoeléctricos basados en cerámicas piezoeléctricas

Se presentan a continuación los resultados del estudio realizado con el material cerámico piezoeléctrico comercial de tipo PZT presentado en el capítulo 4 tal como se aprecia en la FIG. 75. Estos elementos se encuentran en el interior de encendedores domésticos y están constituidos por dos cilindros de 3 mm de diámetro y 15 mm de longitud asociados eléctricamente en paralelo y mecánicamente en serie. El accionamiento mecánico se efectúa mediante la palanca en la que está insertada la asociación. Las dimensiones del conjunto han permitido insertar en la plataforma fija del simulador de tráfico cuatro encendedores en el camino R₆₁. El impacto de las ruedas se produce de forma superficial, dado que el extremo de la palanca sobresale unos dos milímetros de la zona de rodadura, siendo el espacio de contacto habilitado para que asome esta palanca de tan solo 5 cms. Esta configuración pretende emular el efecto que se daría sobre estos materiales si estuvieran insertados en un vial en un encapsulado que pudiera amplificar mecánicamente la presión ejercida por los vehículos sobre la zona de contacto de los neumáticos en la superficie de la carretera. La disposición de los elementos pareados utilizando dos diámetros del simulador de tráfico reproduce la situación que provocarían ambos ejes de un vehículo automóvil que excitara a micro-generadores dispuestos linealmente siguiendo dos líneas por carril en el sentido longitudinal de la vía, de modo que dos micro-generadores se verán excitados simultáneamente al paso de cada eje del vehículo al ser presionados por cada una de las ruedas de dicho eje. Con esta disposición se han realizado los ensayos que se presentan en esta sección, recogiendo resultados individualizados y también para las asociaciones en paralelo de los cuatro micro-generadores disponibles, comparando a su vez las topologías rectificadoras con filtrado capacitivo de puentes de diodos y la multifásica en estrella, o como también se denomina en este texto, dobladora o estructura de dos diodos. Finalmente, indicar que debido a los altos valores de tensión generada en las cerámicas piezoeléctricas, los diodos empleados tanto en las simulaciones como en la matriz de

conmutación (SCM) son del tipo 1N4007, teniendo que asociar en serie estos diodos en cada rama rectificadora al incrementar el valor de la resistencia de carga.

5.4.1. Topologías individuales

El procedimiento de generación de los modelos eléctricos de cada micro-generador se ha descrito en el capítulo 4. Siguiendo este procedimiento de forma individualizada para cada elemento piezoeléctrico y condiciones de velocidad y tasa de tráfico equivalente característicos de cada ensayo, se apreció que debido a la instalación manual de cada elemento, la tensión que de forma periódica proporcionaba cada uno era diferente a los restantes. Este comportamiento es radicalmente distinto a lo estudiado hasta el momento, dado que las simulaciones realizadas con los cables piezoeléctricos han utilizado asociaciones, permítase la expresión, “clónicas” de sus modelos en una situación de excitación ideal. Otro efecto que se tuvo que cuidar mucho es el tiempo en el que se tomaban los datos tanto para obtener el modelo eléctrico como para medir resultados prácticos, debido al desgaste de los elementos piezoeléctricos unido a las ligeras variaciones de colocación física de los mismos al cabo de sesiones largas de ensayos durante varios días. Así, cada vez que se precise cambiar alguno de los elementos bien por rotura de la palanca exterior plástica o por degradación de las cerámicas, se debe obtener su modelo eléctrico actualizado.

En primer lugar se obtienen, por tanto, los modelos de Fourier de cada micro-generador piezoeléctrico, aplicando los valores de impedancia obtenidos de la caracterización de los materiales PZT mediante el equipo Solartron 1260 y considerando las respectivas impedancias de la sonda Stack CP 241 y del osciloscopio DSO 7054 empleados en la medida de la tensión generada. Se realiza el análisis de sus respectivas curvas de regulación y potencia mediante las correspondientes simulaciones al conectarlos a las topologías rectificadoras con filtro por condensador.

En la FIG. 125 se presentan los resultados [134] para ensayos a 59 km/h de velocidad simulada para un automóvil tipo berlina, utilizado como referencia en todos los ensayos para facilitar las comparaciones. La configuración rectificadora es del tipo puente de diodos.

FIG. 125.- Resultados de cerámicas piezoeléctricas con topología rectificadora de puente de diodos

La curva de regulación se puede dividir en dos tramos diferenciados. Desde la tensión de circuito abierto, V_{oc} , hasta el punto obtenido con una resistencia de carga de 20 GΩ se aprecia el primer tramo, y desde este punto hasta la corriente de cortocircuito, el segundo tramo. El más interesante desde el punto de vista de aprovechamiento energético es este segundo tramo, donde se obtiene la máxima transferencia de potencia, alcanzándose en las cuatro cerámicas para una resistencia de carga coincidente con la pendiente de la curva de regulación del tramo según la Ec. 87, R_o , resultando un valor de 2,2 GΩ en estos ensayos. Es significativo que aun presentando respuestas diferentes las cuatro cerámicas, y por tanto pudiéndose extraer una potencia máxima diferente de cada una de ellas, el valor de la pendiente de la curva de regulación en el segundo tramo es constante, al ser idéntica la frecuencia de repetición de los estímulos mecánicos para todas ellas y ser idénticas en tamaño y composición química.

Para aplicar la Ec. 88 que determina la potencia máxima que sería posible extraer de las cerámicas con un circuito de *harvesting*, se debe extender el tramo 2 buscando el corte con el eje de ordenadas. Este parámetro así determinado, V_{oc}^* , identifica el punto de tensión de trabajo para el circuito de gestión de potencia que extraiga el mayor aprovechamiento posible, dado que se produce a su valor mitad ($V_{oc}^*/2$). En la FIG. 126 se presentan las gráficas de regulación haciendo la extensión del segundo tramo. Se incluye la ecuación de la recta de regresión lineal y el parámetro R^2 con un valor para los cuatro casos superior a 0,999. En cualquier caso, el valor de V_{oc}^* se puede determinar de forma sencilla mediante la Ec. 90, siendo V_1 , I_1 cualquiera de los puntos pertenecientes a la curva de regulación en este tramo de interés.

$$V_{oc}^* = V_1 + R_o \cdot I_1 \quad \text{Ec. 90}$$

Este comportamiento observado y generalizado, dada la diferente respuesta de cada una de las cerámicas, permitirá obtener la medida de los parámetros clave para la extracción de máxima potencia, R_o y V_{oc}^* , obteniendo tan solo dos puntos de la curva de regulación en el segundo tramo mediante medidas prácticas con el banco de ensayos.

FIG. 126.- Extensión del segundo tramo de la curva de regulación para cerámicas piezoeléctricas conectadas a puentes rectificadores con filtrado capacitivo

En la Tabla 27 se resumen los valores de los parámetros fundamentales de las cuatro cerámicas obtenidos de las curvas de regulación extendidas para su segundo tramo y de la gráfica de potencia.

Tabla 27.- Parámetros de las cerámicas individuales con topología rectificadora de puente de diodos

	V^*_{oc} (V)	R_o (GΩ)	$P_{m\acute{a}x}$ (mW)
Cerámica #1	4517	2,26	2,26
Cerámica #2	3532	2,26	1,38
Cerámica #3	3476	2,27	1,33
Cerámica #4	3828	2,27	1,61

En la FIG. 127 se detallan los resultados obtenidos de las cuatro cerámicas para la configuración de la etapa rectificadora de dos diodos o dobladora.

FIG. 127.- Resultados de cerámicas piezoeléctricas con topología rectificadora de dos diodos

En la Tabla 28 se resumen los valores de los parámetros fundamentales de las cuatro cerámicas obtenidos de las curvas de regulación y de la gráfica de potencia.

Tabla 28.-Parámetros de las cerámicas individuales con topología rectificadora de dos diodos

	Voc (V)	Ro (GΩ)	Pmáx (mW)
Cerámica #1	8613	8,6	2,16
Cerámica #2	6639	8,5	1,30
Cerámica #3	6528	8,5	1,25
Cerámica #4	7267	8,6	1,53

Las diferencias más significativas en relación con la topología de puente de diodos son:

- Las curvas de regulación se ajustan a la recta de regresión lineal con un único tramo desde circuito abierto hasta cortocircuito.
- La tensión obtenida en circuito abierto, Voc, se aproxima al valor doble de la obtenida con las etapas de puente de diodos.
- La resistencia de salida, Ro, en la etapa dobladora se aproxima al valor cuádruple del obtenido en la topología de puente de diodos.
- Los valores óptimos de potencia que se pueden llegar a extraer con ambas topologías son muy cercanos, no apreciándose una variación significativa entre ambas topologías rectificadoras. Esta conclusión se verifica aplicando las dos conclusiones anteriores a la Ec. 88.

5.4.2. Asociaciones

Una vez que se ha estudiado el comportamiento de cada cerámica de forma individual se procede a realizar su asociación en paralelo para ambas opciones de circuito rectificador con filtrado capacitivo.

5.4.2.1. Paralelo

Se realizan las simulaciones para el ensayo a 59 km/h que permitan extraer conclusiones al comparar los resultados con los anteriormente presentados.

En la FIG. 128 se presentan las gráficas de la curva de regulación y de potencia para la asociación de los cuatro micro-generadores cerámicos al conectar en paralelo las salidas de sus etapas rectificadoras para las topologías de puentes de diodos y dobladora.

FIG. 128.- Asociación paralelo de micro-generadores cerámicos

En las asociaciones paralelo se aprecian dos tramos en la curva de regulación en ambas topologías rectificadoras. En la FIG. 129 se obtiene la extensión del segundo tramo y en la Tabla 29 se presentan los parámetros característicos obtenidos en estas asociaciones junto con los resultados de las cerámicas individuales.

FIG. 129.- Extensión del tramo 2 para asociaciones paralelo de micro-generadores

Tabla 29.- Parámetros de las asociaciones paralelo y de las cerámicas individuales

		$V^{*}oc$ (V)	R_o	$P_{m\acute{a}x}$ (mW)
Topología rectificadora en puente de diodos	Cuatro cerámicas //	3859	572 MΩ	6,5
	Cerámica #1	4517	2,26 GΩ	2,26
	Cerámica #2	3532	2,26 GΩ	1,38
	Cerámica #3	3476	2,27 GΩ	1,33
	Cerámica #4	3828	2,27 GΩ	1,61
Topología rectificadora dobladora	Cuatro cerámicas //	7179	2,11 GΩ	6,11
	Cerámica #1	8613	8,6 GΩ	2,16
	Cerámica #2	6639	8,5 GΩ	1,30
	Cerámica #3	6528	8,5 GΩ	1,25
	Cerámica #4	7267	8,6 GΩ	1,53

La conclusión que se obtiene cuando se analizan los datos obtenidos para las asociaciones de topologías rectificadoras se resume en las ecuaciones que se presentan a continuación, válidas para el tramo de interés donde se puede obtener el mayor aprovechamiento energético.

En la FIG. 130 se detallan en (a) y (b) los circuitos correspondientes a las asociaciones analizadas y en (c) su equivalente lineal al que se ha llegado después de analizar los datos obtenidos. La asociación paralelo de estos circuitos equivalentes lineales permite utilizar el teorema de Millman, dando lugar a la Ec. 91, que obtiene la tensión acumulada en régimen permanente en cualquiera de estas asociaciones, en función de sus parámetros característicos, es decir, V_{oc_i} , R_{o_i} , de cada uno de los micro-generadores. Obsérvese que la resistencia de carga R_{load} se sustituye en esta ecuación por $R_{o_{n+1}}$ para aplicar el teorema de Millman.

(a)

FIG. 130.- (a) Asociación paralelo de rectificadores en puente (b) Asociación paralelo de circuitos dobladores (c) Circuito eléctrico equivalente lineal de las asociaciones en paralelo de micro-generadores piezoeléctricos

$$V_o = \frac{\sum_1^n \frac{V_{oc_i}}{R_{oi}}}{\sum_1^{n+1} \frac{1}{R_{oi}}} \quad \text{Ec. 91}$$

Al aplicar la generalización realizada para las asociaciones de micro-generadores independientes, que como se ha presentado pueden ser de hecho diferentes entre sí, podemos llegar a un modelo lineal equivalente todavía más simplificado para estas asociaciones con un único generador de circuito abierto y un único elemento resistivo, cuyos valores vendrán dados por las ecuaciones Ec. 92 y Ec. 93. Obsérvese ahora que la tensión de circuito abierto equivalente para la asociación de n micro-generadores, $V_{oc_{eqn}}$, resulta ser el valor promedio de las tensiones de circuito abierto determinadas para cada micro-generador (o de las tensiones de circuito abierto del tramo 2 extendido, en su caso) y la resistencia equivalente de salida, $R_{o_{eqn}}$, será la resultante de la asociación en paralelo de las respectivas resistencias equivalentes R_{oi} individuales.

$$V_{oc_{eqn}} = \frac{\sum_1^n V_{oc_i}}{n} \quad \text{Ec. 92}$$

$$\frac{1}{R_{o_{eqn}}} = \sum_1^n \frac{1}{R_{oi}} \quad \text{Ec. 93}$$

Así pues, reduciendo el conjunto asociado en paralelo a un único circuito lineal equivalente, se puede pronosticar la tensión acumulada en régimen permanente que obtienen estas topologías de *harvesting* mediante la Ec. 94.

$$V_o = V_{oc_{eqn}} \frac{1}{1 + \frac{R_{o_{eqn}}}{R_{load}}} \quad \text{Ec. 94}$$

Por otra parte, se puede pronosticar la potencia máxima que se puede extraer en condiciones óptimas, es decir, adaptando la impedancia de la etapa de entrada del circuito gestor de energía del sistema de *harvesting* (modelado con el valor de R_{load}), con el valor determinado con el procedimiento presentado en la presente Tesis doctoral del parámetro $R_{o_{reqn}}$ para la asociación paralelo de micro-generadores. Recordemos que la Ec. 88 presentada en el análisis de los cables piezoeléctricos es igualmente válida para pronosticar la potencia máxima que en el caso de las cerámicas piezoeléctricas se puede obtener, dado que se debe aplicar el principio de máxima transferencia de potencia entre impedancias adaptadas. La conclusión práctica de los ensayos realizados conduce a que al asociar en paralelo n micro-generadores, la potencia máxima resultante del conjunto verificará la Ec. 95, siendo $P_{oimáx}$ la máxima potencia extraíble de cada etapa individualmente.

$$P_{onmax} = \sum_1^n P_{oimax} \quad Ec. 95$$

5.4.3. Resumen

En la Tabla 30 se cotejan los resultados prácticos obtenidos en las asociaciones de las cuatro cerámicas comerciales utilizadas en los ensayos con los valores que pronostican las ecuaciones anteriormente presentadas, detallando el error resultante entre los valores medidos y procedentes de las respectivas ecuaciones. En todos los casos la desviación porcentual entre el valor medido y el correspondiente al obtenido con las ecuaciones, es decir el error relativo E_r , calculado según la Ec. 96, se encuentra por debajo del 3%, lo que da al método descrito una validez práctica muy importante.

$$E_r(\%) = \frac{Valor\ medido - Valor\ teórico}{Valor\ teórico} \cdot 100 \quad Ec. 96$$

En la FIG. 131 se muestran las gráficas correspondientes a las curvas de regulación y potencia simuladas y las obtenidas en los correspondientes ensayos reproducidas de [134], así como en la FIG. 132 se ilustran algunas capturas comparando las tensiones registradas en el banco de ensayos con las pronosticadas mediante la simulación de los modelos presentados para las asociaciones paralelo de las cuatro cerámicas disponibles.

Tabla 30.- Resumen de resultados prácticos y previstos por las ecuaciones

Puentes		Ro (GΩ)				Voc (V)				Pomáx (mW)			
		#1	#2	#3	#4	#1	#2	#3	#4	#1	#2	#3	#4
		2,26	2,26	2,27	2,27	4517	3532	3476	3828	2,26	1,38	1,33	1,61
	Inviduales												
	Asociación paralelo	Ro _{eq4} (ensayos)				Voc _{eq4} (ensayos)				Po4máx (ensayos)			
		0,572				3859				6,5			
	Asociación paralelo	Ro _{eq4} (Ec. 93)				Voc _{eq4} (Ec. 92)				Po4máx (Ec. 95)			
		0,566				3838				6,58			
	E _r	1%				0.5%				-1,2%			

		Ro (GΩ)				Voc (V)				Pomáx (mW)			
Dobladores	Inviduales	#1 8,6	#2 8,5	#3 8,5	#4 8,6	#1 8613	#2 6639	#3 6528	#4 7267	#1 2,16	#2 1,30	#3 1,25	#4 1,53
	Asociación paralelo	Ro _{eq4} (ensayos) 2,11				Voc _{eq4} (ensayos) 7179				Po4máx (ensayos) 6,11			
		Ro _{eq4} (Ec. 93) 2,13				Voc _{eq4} (Ec. 92) 7261				Po4máx (Ec. 95) 6,24			
	E _r	-0,9%				-1,1%				-2,1%

(a)

(b)

(c)

(d)

FIG. 131.- Resultados de simulación y de los ensayos para una velocidad simulada de 59 km/h. (a) y (c): Topología rectificadora de puente de diodos. (b) y (d): Topología rectificadora dobladora

FIG. 132.- Tensión registrada y simulada en función del tiempo para diferentes topologías rectificadoras

En la FIG. 132 se ha introducido otro ensayo realizado. Se trata de verificar el efecto producido al conectar directamente a una topología rectificadora los cuatro elementos piezoeléctricos. El efecto de carga entre las cerámicas que no reciben excitación mecánica sobre las que actúan de generadoras provoca una disminución de la tensión acumulada en régimen permanente para las dos topologías rectificadoras analizadas, lo que desaconseja utilizar esta idea en la práctica.

La ecuación empírica Ec. 97 obtiene el valor de la tensión acumulada para la configuración de única estructura rectificadora con conexión directa en paralelo entre los elementos piezoeléctricos. El error de la ecuación es mínimo cuanto más próximo esté el punto de funcionamiento del punto de máxima potencia.

$$V_o \approx \frac{\sum_{i=1}^n V_{oc_i}}{n} \left(\frac{n}{n+1} \right)^2 \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{oeqn}}{\left(\frac{n}{n-1} \right) R_{load}} \right)} \quad \text{Ec. 97}$$

Siendo R_{oeqn} el calculado según la Ec. 93.

Finalmente, se presenta en primer lugar un ejemplo de aplicación práctica mediante el método de realización de dos medidas consecutivas con el banco de ensayos, para obtener de forma experimental los parámetros característicos de los modelos lineales presentados. En la FIG. 133 se detallan las capturas de la tensión acumulada en el condensador para la topología de cuatro puentes en paralelo. Se presentan también las simulaciones correspondientes con los modelos de las cerámicas para los valores de resistencias empleadas en la placa HEH (capítulo 4) para las dos medidas. Estas son respectivamente $R_{load1} = 228 \text{ M}\Omega$ y $R_{load2} = 294 \text{ M}\Omega$. Se verifican las medidas prácticas resultantes en la Tabla 31. Es de destacar que el valor de la desviación entre los resultados de la verificación empírica mediante la realización de tan solo dos medidas en la

zona de máxima transferencia de potencia y la estimación detallada de estos parámetros obtenida de las simulaciones se encuentra por debajo del 1%.

FIG. 133.- Obtención práctica de los parámetros característicos del circuito de harvesting para asociación de rectificadores en puente

Tabla 31.- Obtención empírica de los parámetros característicos del modelo lineal equivalente para asociación paralelo de cuatro cerámicas con estructura rectificadora en puente de diodos

Medida empírica con el banco de ensayos	Simulaciones	E _r %
$R_{oeq4} = \frac{ V_{o2} - V_{o1} }{ I_{o2} - I_{o1} } = \frac{1310 - 1100}{ 4,45 - 4,82 \cdot 10^{-6}} = 567 \text{ M}\Omega$	$R_{oeq4} = 572 \text{ M}\Omega$	-0,87%
$V_{oceq4} = V_{o2} + I_{o2} \cdot R_{oeq4} = 1310 + 4,45 \cdot 10^{-6} \cdot 567 \cdot 10^6 = 3833 \text{ V}$	$V_{oceq4} = 3859 \text{ V}$	-0,67%

A continuación, se presentan las medidas empíricas resultantes del cambio de topología del circuito rectificador a la topología dobladora, para la asociación paralelo de las cuatro cerámicas disponibles, manteniendo los mismos valores de resistencias de carga utilizados anteriormente. Estos resultados se presentan en la FIG. 134 y en la Tabla 32.

FIG. 134.- Obtención práctica de los parámetros característicos del circuito de harvesting para asociación de rectificadores en topología dobladora

Tabla 32.- Obtención empírica de los parámetros característicos del modelo lineal equivalente para asociación paralelo de cuatro cerámicas con estructura rectificadora dobladora

Medida empírica con el banco de ensayos	Simulaciones	E, %
$R_{oeq4} = \frac{ V_{o2} - V_{o1} }{ I_{o2} - I_{o1} } = \frac{878 - 700}{ 2,98 - 3,07 \cdot 10^{-6}} = 2,12 \text{ G}\Omega$	$R_{oeq4} = 2,11 \text{ G}\Omega$	+0,47%
$V_{oceq4} = V_{o2} + I_{o2} \cdot R_{oeq4} = 878 + 2,98 \cdot 10^{-6} \cdot 2,12 \cdot 10^9 = 7209 \text{ V}$	$V_{oceq4} = 7179 \text{ V}$	+0,41%

Se constata nuevamente la validez del procedimiento, obteniéndose un valor de error relativo E_r inferior al 0,5%.

Un resultado aparentemente contradictorio podría observarse si se repara en que en los resultados de medida prácticos presentados en las FIG. 132, FIG. 133 y FIG. 134 para la topología de dos diodos o también denominada como dobladora se obtiene una tensión continua en régimen permanente inferior a la obtenida con la topología en puente, lo que aparentemente contradice su denominación. Si se observan las correspondientes gráficas de las curvas de regulación para las dos topologías rectificadoras en la FIG. 129, se puede calcular fácilmente su punto de corte (V_{cp} , I_{cp}), al resolver las dos ecuaciones de las rectas que se muestran. El resultado es, $V_{cp} = 2630 \text{ V}$ e $I_{cp} = 2,15 \mu\text{A}$, lo que da un valor para la R_{load} necesaria para conseguir este punto de trabajo de $R_{load_cp} = \frac{V_{cp}}{I_{cp}} = 1,22 \text{ G}\Omega$, así al haber presentado estos resultados prácticos para valores de $R_{load} < R_{load_cp}$ la propia FIG. 129 nos ofrece que el resultado obtenido es correcto. Solamente cuando se verifique la desigualdad contraria, la topología de dos diodos proporcionará mayor tensión acumulada que la topología en puente, aproximándose a un valor que dobla a la de puente para condiciones de circuito abierto.

La limitación práctica impuesta por la máxima tensión de trabajo, 2969 V, utilizando los componentes disponibles en la placa de conmutación (relés de la placa HEH, capítulo 3) aconseja no exceder de 2300 V si se impone adicionalmente un margen de seguridad de un 20%, por tanto los puntos de funcionamiento serán inferiores a V_{cp} , aplicando valores de $R_{load} < R_{load_cp}$ en los ensayos.

5.5. Estudios complementarios sobre la capacidad de generación de energía eléctrica

5.5.1. Efecto de la tasa de tráfico

Se amplía el estudio con los modelos obtenidos doblando el valor de la tasa de tráfico q (vehículos/minuto) respecto a la utilizada en los ensayos presentados anteriormente para las cerámicas conectadas de forma individual a sus topologías rectificadoras. La velocidad equivalente para esta nueva situación se acerca, sin sobrepasarla, a la máxima velocidad autorizada en vías rápidas en España, 120 km/h. El objetivo es determinar si existe alguna relación sobre los parámetros característicos de los modelos lineales equivalentes. Los resultados obtenidos se presentan en la Tabla 33 [134]. Para facilitar la comparativa se reproduce en esta misma tabla los valores de los ensayos de referencia presentados en la Tabla

30. Una primera conclusión establece la escasa influencia de la tasa de tráfico sobre el valor de tensión en circuito abierto (V_{oc}) del modelo. Otra conclusión relevante refleja una relación de proporcionalidad inversa entre la resistencia equivalente de salida del circuito de *harvesting* (R_o) y q . Aplicando la Ec. 88, se concluye que de las relaciones anteriores, la potencia óptima $P_{máx}$, se verá incrementada al incrementarse la tasa de tráfico en esa misma proporción.

Tabla 33.- Parámetros característicos variando la tasa de tráfico (q) para cerámicas individuales

	Topologías rectificadoras en puente						Topologías rectificadoras dobladoras					
	V = 58km/h			V = 116km/h			V = 58km/h			V = 116km/h		
	q = 55			q = 110			q = 55			q = 110		
	(vehículos/minuto)			(vehículos/minuto)			(vehículos/minuto)			(vehículos/minuto)		
	Voc* (V)	R _o (MΩ)	P _{máx} (mW)	Voc* (V)	R _o (MΩ)	P _{máx} (mW)	Voc (V)	R _o (MΩ)	P _{máx} (mW)	Voc (V)	R _o (MΩ)	P _{máx} (mW)
Cerámica #1	4518	2269	2,25	4658	1120	4,84	8635	8820	2,11	8552	4260	4,29
Cerámica #2	3531	2268	1,37	3552	1110	2,84	6630	8580	1,28	6599	4210	2,59
Cerámica #3	3476	2277	1,33	3568	1110	2,86	6517	8600	1,23	6496	4200	2,51
Cerámica #4	3825	2272	1,61	4394	1080	4,27	7258	8750	1,5	7172	4210	3,05

Este estudio se amplía realizando las simulaciones de la asociación en paralelo de los cuatro micro-generadores disponibles incorporando nuevas tasas de tráfico [138]. En la Tabla 34 se presentan los resultados obtenidos para las tasas de tráfico previamente analizadas y para las nuevas tasas incorporadas, siendo estas de 27 vehículos/minuto y de 275 vehículos/minuto. Esta última se presenta únicamente a modo teórico, dado que su velocidad de tránsito asociada sería de 290 km/h.

Tabla 34.- Efecto de la tasa de tráfico (q) en asociaciones paralelo de micro-generadores piezoeléctricos

	Topologías rectificadoras en puente															
	v = 29 km/h				v = 58 km/h				v = 116 km/h				v = 290 km/h			
	q = 27 (vehículos/minuto)				q = 55 (vehículos/minuto)				q = 110 (vehículos/minuto)				q = 275 (vehículos/minuto)			
	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA
Paralelo #1//#2//# 3//#4	3950	1119	3,28	3,48	3864	574,7	6,5	6,96	4093	279	12,8	13,9	3730	116	31,6	34,6

	Topologías rectificadoras dobladoras															
	v = 29 km/h				v = 58 km/h				v = 116 km/h				v = 290 km/h			
	q = 27 (vehículos/minuto)				q = 55 (vehículos/minuto)				q = 110 (vehículos/minuto)				q = 275 (vehículos/minuto)			
	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA	Voc* V	R _o MΩ	P _{máx} mW	I _{sc} μA
Paralelo #1//#2//# 3//#4	7136	4270	2,94	1,74	7187	2130	6,1	3,48	7221	1060	12,3	6,96	7265	422	31,2	17,3

En la FIG. 135 se presentan de forma gráfica las relaciones generalizadas para las configuraciones paralelo. Se verifican también las relaciones de proporcionalidad que se dedujeron para las configuraciones individuales. Adicionalmente se evidencia una relación de proporcionalidad directa entre la corriente de cortocircuito I_{sc} y la tasa de tráfico q . En la FIG. 136 se adjuntan los resultados expresados de forma gráfica para la topología dobladora en asociación paralelo de los cuatro micro-generadores.

FIG. 135.- Dependencia de los parámetros característicos con la tasa de tráfico para rectificación en puente de diodos

FIG. 136.- Relación de los parámetros característicos en función de q. Topología dobladora de tensión

Entre ambas topologías rectificadoras se aprecia que manteniendo una misma tasa de tráfico, la corriente de cortocircuito para la topología dobladora se aproxima al valor mitad de la obtenida para la topología en puente. En el caso de R_o , prácticamente se cuadruplica su valor en la topología dobladora respecto a la topología en puente. Se evidencia que la tensión de circuito abierto, en el caso de usar la topología dobladora, presenta un valor aproximadamente doble a la obtenida para la topología en puente. Estas dos últimas

conclusiones reflejan que la potencia máxima alcanzable sea prácticamente independiente de la topología rectificadora empleada.

5.5.2. Efecto de la amplitud de la señal piezoeléctrica

Se presentan a continuación los resultados de las simulaciones efectuadas habiendo modificado la amplitud de las señales medidas en el osciloscopio multiplicándola por un factor, VF, que toma valores de 0,1 y 10 respectivamente. Se realizan simulaciones con los modelos resultantes de la modificación efectuada sobre la amplitud en las condiciones de tasa de tráfico para $q = 27, 55$ ó 110 vehículos/minuto. En la Tabla 35 se resumen los valores obtenidos. Todas las topologías presentadas son con asociación paralelo de los cuatro micro-generadores.

Tabla 35.-Efecto de la amplitud en asociaciones paralelo de micro-generadores piezoeléctricos

VF	Topologías rectificadoras en puente											
	v = 29 km/h				v = 58 km/h				v = 116 km/h			
	q = 27 (vehículos/minuto)				q = 55 (vehículos/minuto)				q = 110 (vehículos/minuto)			
	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA
0,1	266	1162	0,015	0,244	319,9	567,5	0,045	0,581	331	262	0,105	1,29
10	41217	1235	344	34,7	38983	586	648	70	37417	273,7	1280	140

VF	Topologías rectificadoras dobladoras											
	v = 29 km/h				v = 58 km/h				v = 116 km/h			
	q = 27 (vehículos/minuto)				q = 55 (vehículos/minuto)				q = 110 (vehículos/minuto)			
	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA	Voc* V	Ro MΩ	Pmáx mW	Isc μA
0,1	467	4025	0,0135	0,118	580	2025	0,0415	0,321	652	1010	0,106	0,647
10	73172	4187	319,7	17,5	73989	2116	646	35,2	74198	1062	1290	70

En la FIG. 137 se muestran de forma gráfica las relaciones que se producen de los parámetros característicos con el factor de amplificación de la tensión recogida VF. Para los resultados obtenidos en el apartado anterior se aplica VF=1. Se presentan los diferentes resultados tomando como parámetro el valor de la tasa de tráfico, q.

FIG. 137.- Dependencia de los parámetros característicos con el factor de amplificación de tensión VF para rectificación en puente de diodos

Las relaciones que se obtienen para los parámetros característicos del circuito de *harvesting* según el factor de amplificación de tensión VF, son las siguientes. El parámetro Voc presenta una relación de dependencia lineal con proporcionalidad directa con VF. El parámetro Ro no presenta dependencia apreciable con VF. De este modo, el valor de la potencia máxima Pmáx presenta una dependencia de proporcionalidad directa lineal con VF², lo que indica un camino para incrementar la potencia óptima que se puede extraer de los micro-generadores piezoeléctricos. Finalmente, el parámetro Isc presenta también una dependencia lineal con proporcionalidad directa con VF.

Se comprueba gráficamente en la FIG. 138 que la relación de proporcionalidad entre Pmáx y q se sigue verificando con señales que obtengan amplificación de tensión según VF, lo que valida las conclusiones del apartado anterior.

FIG. 138.- Relación de linealidad entre Pmáx y q variando VF

A continuación se presentan, en la FIG. 139, los resultados en forma gráfica para la asociación en paralelo de los cuatro micro-generadores piezoeléctricos con topología rectificadora dobladora. Se generalizan las conclusiones anteriormente detalladas para la topología rectificadora en puente al encontrarse las mismas relaciones de dependencia para esta topología analizada.

FIG. 139.- Dependencia de los parámetros característicos con el factor de amplificación de tensión VF para rectificación dobladora

5.5.3. Caso práctico de aplicación. Generación a gran escala.

Con las conclusiones anteriormente obtenidas se va a justificar el pronóstico de aprovechamiento energético que se podría recoger tomando como datos los estadísticos obtenidos del ayuntamiento de Madrid⁸ para las vías con mayor densidad de tráfico anual. Para ello se aplicará el efecto acumulativo para la potencia generada por asociaciones paralelo de micro-generadores y la relación de dependencia lineal con la densidad de tráfico q en vehículos/minuto.

La hipótesis plantea un tráfico continuo y una disposición de los elementos micro-generadores instalados bajo el pavimento en dos líneas paralelas por carril, de modo que si la separación entre ellos se ajustara a 1 cm para interconectarlos eléctricamente, considerando unas dimensiones de 5 cm de longitud por 2 cm de ancho para el encapsulado de los micro-generadores y aplicando que la pisada de un neumático convencional para automóviles es de 20 cm de ancho por 12 cm de longitud, se verían excitados mecánicamente de forma simultánea 20 elementos por cada rueda, o lo que es lo mismo, 80 elementos por vehículo y carril. Con las dimensiones anteriores, se tendrían 320 micro-generadores por metro lineal de carretera.

Los datos facilitados proporcionan la IMD, que se define como el número de vehículos que pasan por una sección dotada de medios de conteo de vehículos, durante un año y dividido por 365, lo que indica la intensidad de tráfico que corresponde al día medio del año. Tomando los datos más actuales disponibles (año 2016), para la vía de circunvalación M-30 (Calle-30), se ofrece un valor de 201.144 vehículos/día para la IMD en días laborables. Lo que se traduciría en una densidad de tráfico, q , en vehículos/minuto de $q = \frac{IMD}{24 \cdot 60} = 139,68$ vehículos/minuto. Para la asociación paralelo de micro-generadores que utilicen puentes rectificadores, con la disposición presentada, se obtendría una potencia máxima $P_{max} = 6,5 \text{ mW} \cdot \frac{139,68}{55} \cdot 320 \cdot 1000 = 5,282 \text{ kW/km}$, con $VF = 1$. Si se obtuviera una $VF = 10$, la potencia óptima aumentaría hasta los 528,2 kW/km de carretera.

Se toman también para 2016 los datos del primer y segundo cinturón en la ciudad de Madrid. Así la evaluación del pronóstico de generación máxima en el primer cinturón de Madrid, cuyo IMD en días laborables es de 280.036 vehículos, resultaría de 7,35 kW/km ($VF = 1$) o de 735 kW/km ($VF = 10$). En el caso del segundo cinturón, el IMD para días laborables es de 241.307, lo que resultaría en 6,33 kW/km (para $VF = 1$) o de 633 kW/km ($VF = 10$).

No ha sido objeto de la presente Tesis Doctoral plantear prototipos de micro-generadores que sean adecuados para su inserción en el asfalto consiguiendo además un factor de tensión alto que rentabilice este método de *harvesting*. Si bien, resultan muy interesantes los valores presentados como para tenerlo en consideración.

⁸ Fuente: Área de Gobierno y Desarrollo Urbano Sostenible. Dirección General de Espacio Público, Obras e Infraestructuras. Consultado on-line en Mayo de 2018: <http://www-2.munimadrid.es/CSE6/control/mostrarDatos>

5.6. Sistema de *harvesting* con acoplo directo a LTC3588

5.6.1. Introducción

Del proceso de modelado resulta que para la configuración mecánica establecida en el simulador de tráfico para la mayoría de los ensayos (velocidad de referencia de $v = 58 \text{ km/h}$ y tasa de tráfico de $q = 55 \text{ vehículos/minuto}$), la máxima potencia que se puede extraer de las cuatro cerámicas instaladas sería de unos $6,5 \text{ mW}$ cargando a la etapa de *harvesting* con una resistencia equivalente a la obtenida para su parámetro R_o . En el diseño del convertidor electrónico que procese la energía extraída resulta muy difícil liberar algo de potencia útil para realizar una aplicación práctica, dado el consumo que la propia circuitería electrónica de dicho convertidor pedirá para su propio funcionamiento. Así las cosas, se decide iniciar la investigación sobre el comportamiento del circuito de *harvesting* con acoplo directo a alguno de los circuitos convertidores de potencia que los diversos fabricantes de circuitos integrados han desarrollado recientemente para aplicaciones de *energy harvesting*. De entre los circuitos disponibles destacan los circuitos convertidores de muy bajo consumo desarrollados por el fabricante Linear Technology® (desde 2017 perteneciente a Analog Devices®) con las que se va a proceder a realizar la investigación práctica.

5.6.2. Circuito

Entre los circuitos integrados específicos para aplicaciones de *energy harvesting* se seleccionaron aquellos con aplicación a fuentes de tipo piezoeléctrico. De los circuitos disponibles, el LTC3588, en sus dos variantes, LTC 3588-1⁹ y LTC3588-2¹⁰, son los que se podrían adaptar a nuestro sistema. El LTC3588 se basa en utilizar el control por histéresis para la topología conmutada de conversión de potencia de tipo DC/DC reductora síncrona que implementa internamente. Este tipo de control hace que el funcionamiento del convertidor esté inhabilitado mientras no se garantice un mínimo de tensión (y por extensión, como se verá más adelante, de energía) disponible en su entrada. Este control por histéresis provoca un funcionamiento “a ráfagas”, que unido a su cuidadoso diseño interno que consigue rebajar al orden de los nA la corriente consumida por estos circuitos, nos pueden permitir intentar extraer parte de la potencia disponible en los cuatro micro-generadores con los que se cuenta. Por otro lado habrá que responder a la siguiente pregunta: ¿cómo es posible que si la máxima tensión de funcionamiento de estos integrados es de 20 V se pueda pensar en aplicarlo a los micro-generadores piezoeléctricos cuya tensión esperada para su punto de trabajo óptimo está en el rango de los miles de voltios?.

Para responder a la pregunta anterior se precisa estar dispuestos a sacrificar el punto de máxima potencia en favor del desarrollo y verificación de funcionamiento práctico de una aplicación que aborde la gestión de la energía para aplicaciones de *harvesting* de muy baja potencia como podrían ser la iluminación mediante tecnología LED de indicadores luminosos o en la captación de parámetros físicos de muy baja latencia en suelos, dado que la respuesta a los impactos de las pisadas sobre el pavimento se puede extrapolar al análisis realizado para la respuesta a impactos de estímulos viales desarrollada aquí. Creciendo en la potencia disponible de entrada

⁹ <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/35881fc.pdf>

¹⁰ <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/35882fc.pdf>

se podría dar el salto a infraestructuras viales como son los túneles, donde otras fuentes de energía alternativa como la solar fotovoltaica o la eólica claramente no son de aplicación.

5.6.2.1. LTC3588

EL diagrama de bloques interno, común para ambas versiones, se presenta en la FIG. 140.

FIG. 140.- Diagrama de bloques interno del circuito integrado LTC3588

Se integra un puente rectificador, aunque no se podrá utilizar en nuestro caso debido a que la tensión de bloqueo máxima que soportan esos diodos es de tan solo $V_{RRM} = 30 \text{ V}$. El circuito cuenta con una protección mediante el estabilizador zener que limitaría la máxima tensión de entrada a 20 V siempre que se polarice externamente de forma adecuada. El ajuste para fijar la referencia al circuito de control y programar la tensión de salida se puede seleccionar mediante los pines 8 y 9 (entradas D1 y D0) como se resume en la Tabla 36 para cada versión del circuito.

El consumo debido a la red interna de realimentación del circuito de control provoca una deriva de corriente desde su pin de salida (V_{out}) del orden de nA (I_{Vout}) como se refleja en la Tabla 12.

Tabla 36.- Selección de la tensión de salida

D1	D0	V_{out} (V) (3588-1)	I_{Vout} (nA) (3588-1)	V_{out} (V) (3588-2)	I_{Vout} (nA) (3588-2)
0	0	1,8	44	3,45	86
0	1	2,5	62	4,1	101
1	0	3,3	81	4,5	111
1	1	3,6	89	5	125

El funcionamiento mediante el control por histéresis responde a la actuación del bloque UVLO que inhabilita la generación de los pulsos de control PWM para los transistores integrados de tipo MOSFET complementarios, dejándolos en corte mientras que la tensión presente en V_{in} no supere el umbral $V_{IN \text{ Rising}}$ cuando V_{in} está creciendo con el tiempo o, si la tensión de entrada disminuyera por debajo del umbral $V_{IN \text{ Falling}}$ cuando V_{in} se encuentre disminuyendo de valor conforme pasa el tiempo. En la Tabla 37 se recogen los respectivos valores de umbral mínimo, típico y máximo según el valor programado para la tensión de salida y la versión del circuito integrado.

Tabla 37.- Valores de las tensiones umbrales del bloque UVLO

3588-1							
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{UVLO}	V _{IN} Undervoltage Lockout Threshold	V _{IN} Rising					
		1.8V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0	●	3.77	4.04	4.30	V
		2.5V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1	●	3.77	4.04	4.30	V
		3.3V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0	●	4.73	5.05	5.37	V
		3.6V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1	●	4.73	5.05	5.37	V
		V _{IN} Falling					
		1.8V Output Selected; D1 = 0, D0 = 0	●	2.66	2.87	3.08	V
		2.5V Output Selected; D1 = 0, D0 = 1	●	2.66	2.87	3.08	V
V _{UVLO}	V _{IN} Undervoltage Lockout Threshold	3.3V Output Selected; D1 = 1, D0 = 0	●	3.42	3.67	3.91	V
		3.6V Output Selected; D1 = 1, D0 = 1	●	3.75	4.02	4.28	V

3588-2							
V _{UVLO}	V _{IN} Undervoltage Lockout Threshold	V _{IN} Rising	●	16.0	17.0		V
		V _{IN} Falling	●	13.0	14.0		V

Este modo de control por histéresis se complementa con la inhabilitación de los pulsos de conmutación (modo *Sleep*) cuando la tensión en la salida supera ligeramente el valor programado mediante D1 y D0. El regulador provocará que se produzcan nuevamente los pulsos de conmutación si la tensión de salida cae a un valor del 92% de la tensión nominal programada en V_{out} . Este modo de funcionamiento provoca la reducción de las pérdidas en los transistores de conmutación en comparación con el control PWM convencional. Mediante la supervisión de la tensión de salida se proporciona una señal que puede utilizarse para un control más eficiente de la energía acumulada, es la señal PGOOD. Esta señal cuando está activa a nivel alto, indica que la tensión de salida está disponible y regulada para el valor programado, desactivándose a nivel bajo si se reduce por debajo del umbral inferior fijado en el 92% de V_{out} . En el circuito de aplicación se utilizará esta funcionalidad para optimizar el uso de la energía almacenada.

En la FIG. 141 se presenta la información extraída del catálogo del fabricante donde se recogen alguna de las gráficas significativas cuando el regulador se encuentra activo. Se aprecia claramente como el modo de control obliga al convertidor a trabajar en el modo frontera (límite entre el modo continuo y el modo discontinuo), dado que la corriente por la inductancia se inicia desde 0 en cada periodo de conmutación. El valor instantáneo máximo para la corriente en el nodo de conmutación (por tanto, por la bobina y por los transistores) está fijado también, siendo en estos integrados de 260 mA. En el ejemplo mostrado, la ráfaga de conmutación muestra los 8 periodos que han sido necesarios para que la tensión de salida supere el valor nominal programado, momento en el que se cortan los pulsos de conmutación quedando el circuito de control en el modo inactivo (*Sleep*).

Otro detalle a tener en cuenta, es el consumo del LTC3588 desde su pin de entrada, punto donde se conecta con el circuito de *harvesting* caracterizado previamente. El detalle de las diferentes situaciones se presenta en la Tabla 38. Mientras el bloque UVLO esté inhabilitando el funcionamiento del convertidor, se estará acumulando carga en el condensador de salida del circuito de *harvesting* derivándose de este una corriente del orden de nA que habrá que considerar para calcular los tiempos de funcionamiento estimados.

FIG. 141.- Formas de onda de conmutación

Tabla 38.- Corriente de fugas en la entrada del LTC3588

LTC3588-1						
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{VIN}	V_{IN} Quiescent Current	$V_{IN} = 2.5V$, Not PG00D		450	700	nA
	UVLO	$V_{IN} = 4.5V$		950	1500	nA
	Buck Enabled, Sleeping	$V_{IN} = 18V$		1.7	2.5	μA
	Buck Enabled, Not Sleeping	$I_{SW} = 0A$ (Note 4)		150	250	μA
LTC3588-2						
I_Q	V_{IN} Quiescent Current	$V_{IN} = 12V$, Not PG00D		830	1400	nA
	UVLO	$V_{IN} = 18V$		1500	2500	nA
	Buck Enabled, Sleeping	$I_{SW} = 0A$ (Note 4)		150	250	μA
	Buck Enabled, Not Sleeping					

Las diferencias más significativas entre ambas versiones del integrado son por una parte los diferentes valores a los que se puede programar la tensión de salida, por otro lado que la corriente de fugas de la entrada prácticamente se dobla para la versión 2 y que el rango de tensión umbral de entrada entre los que actúa el bloque UVLO se sitúa entre 14 y 16 V para el 3588-2, mientras que en el 3588-1 el límite superior ($V_{IN \text{ Rising}}$) no superará los 6 V.

El circuito de aplicación se reproduce en la FIG. 142. La salida de la placa HEH (ver FIG. 58 en el capítulo 3) disponible en la clema de conexión para hardware externo es el punto de entrada para el circuito de aplicación. La capacidad de procesar la energía almacenada en el circuito de *harvesting* se demostrará midiendo diferentes formas de onda. Se medirá la tensión en el punto de entrada del 3588, la tensión de salida en V_{out} , así como la forma de onda de la corriente de salida mediante la utilización de la resistencia de sensado R_{sc} . Se verá la conveniencia de incluir el MOSFET gobernado por la señal PG00D para evitar la descarga completa del condensador de salida C_{out} .

FIG. 142.- Esquema del circuito regulador de energía DC/DC

En la FIG. 143 se muestra una fotografía con la circuitería conectada a la tarjeta HEH.

FIG. 143.- Módulo HEH en conexión al circuito de aplicación

5.6.3. Resultados obtenidos

5.6.3.1. Resultados de simulación

Previamente a la realización del circuito de aplicación se efectuaron múltiples simulaciones con la herramienta basada en SPICE, LTspice®, facilitada por el fabricante¹¹ del circuito integrado. Este software de libre distribución incorpora los modelos de la mayoría de los dispositivos procedentes tanto de Linear Technology® como de Analog Devices®. Se incorporaron, realizando la oportuna adaptación de formato, los modelos de los micro-generadores utilizados anteriormente en la presente Tesis para OrCAD-PSpice® y LabView™. Los resultados de las simulaciones permitieron plantear la realización práctica del circuito de aplicación propuesto además de identificar las distintas fases por las que pasa en su funcionamiento.

¹¹ <http://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators.html>

Se han realizado simulaciones con los dos modelos disponibles del circuito integrado. En la FIG. 144 se presentan resultados de la simulación del circuito de la FIG. 142 para el LTC3588-1. Como se observa en la FIG. 144, se ha programado la tensión de salida en 3,3 V (D1=1 y D0=0).

FIG. 144.- Simulación del circuito de aplicación con LTC 3588-1

En la FIG. 144 superior se aprecia cómo al alcanzarse en la tensión de entrada el valor $V_{in} = V_{UVLO_R} = 4,84\text{ V}$ (denominada *Vin Rising* en la Tabla 37, siendo este el valor al que debe de llegar la tensión en su pin de entrada para habilitarse el funcionamiento del convertidor DC/DC) se produce la primera transferencia de energía desde el condensador de entrada C_{in3588} al de salida C_{out} produciéndose una disminución de la tensión de entrada hasta el valor de $V_{in} = V_{UVLO_F} = 3,63\text{ V}$ (*Vin Falling*, es decir el valor límite en la tensión de entrada en que el que el integrado queda deshabilitado, parándose así la transferencia de energía hacia la salida). Esto se repite de forma periódica cada vez que el condensador de entrada hace un nuevo ciclo de carga. Aquí ya aparecen las primeras diferencias entre las especificaciones de catálogo y las llevadas al modelo de LTSpice, dado que en la citada Tabla 37 los valores típicos esperados son $V_{UVLO_R} = 5,05\text{ V}$ y $V_{UVLO_F} = 3,67\text{ V}$. Como se verá más adelante existen otras discrepancias en los valores observados con el modelo de simulación.

En la FIG. 144 inferior se aprecia una ampliación de un ciclo de transferencia de energía con más detalle, identificando con la señal en diente de sierra el segundo mecanismo de habilitación del integrado que complementa al anterior, apreciándose cómo se realiza el funcionamiento “a ráfagas” del integrado de control. El 3588 “despierta” cada vez que detecta en su salida una

tensión en 12 mV inferior a la especificada mediante D1 y D0. En este caso, serían $3,3 - 0,012 = 3,288$ V, es en este momento cuando se consume energía de la entrada observándose como se produce de forma repetitiva la bajada a escalones en la tensión de entrada. Cuando la tensión detectada en el condensador de salida alcanza $3,3 + 0,012 = 3,312$ V pasará a la situación de “dormido” (*Buck enabled, sleeping*), decreciendo a partir de ese punto la tensión en Cout debido al consumo de la carga hasta que se repite el ciclo. Esta horquilla de valores en torno a Vo nominal de ± 12 mV se denomina *Vo wake-up threshold*.

En la FIG. 145 superior se ha realizado una ampliación de una ráfaga, representando la corriente por la inductancia y señalando en los cursores los valores límite de la tensión de salida señalados anteriormente.

Se obtiene en la FIG. 145 inferior la sincronía (se superponen) entre la señal de control PGOOD que ofrece el integrado y la tensión de salida Vout. La señal PGOOD se activa, siendo exactamente igual en forma de onda a Vout, cuando en Vout se tiene el valor nominal programado, desactivándose en el momento en que se tiene una tensión de salida del 92% de dicho valor nominal ($0,92 \cdot 3,3 = 3,036$ V).

FIG. 145.- Detalle de la conmutación a ráfagas y activación de la señal PGOOD

La decisión de utilizar la señal de control PGOOD para activar el transistor MOSFET que controla la conexión de la alimentación a la carga es de gran utilidad ya que, por una parte se consigue evitar la descarga total del condensador Cout que provocaría un enlentecimiento de la

transferencia de energía (es decir, empeorará la latencia con la que se puede proporcionar alimentación a la carga) y por otra parte, se garantiza que dicha alimentación está regulada cuando se puede efectivamente suministrar. Como ejemplo de dicha regulación se presenta en la FIG. 146 la forma de onda de la corriente en la carga formada en este demostrador por el diodo LED utilizado (SML-211YTT), polarizado para una corriente de 2 mA.

FIG. 146.- Detalle de la corriente por la carga

En todas las transferencias de energía desde el condensador acumulador de entrada al homólogo de salida hay que tener en cuenta el rendimiento (η) del convertidor DC/DC. La información con la que se cuenta del fabricante se presenta en la FIG. 147.

FIG. 147.- Rendimiento del 35881

En las condiciones mostradas en la FIG. 147, para una corriente de salida de 2 mA y para la configuración de $V_{out} = 3,3$ V, el rendimiento esperado es de $\eta = 90\%$, dato que será necesario utilizar en las ecuaciones de diseño.

Respecto al conjunto de simulaciones realizadas con el 3588-2, se presenta en la FIG. 148 la tensión en la entrada del circuito junto con la de salida. Como el funcionamiento del circuito UVLO impone límites distintos a los del 3588-1, hasta que no se alcanza el valor de $V_{UVLO_R} = 16$ V no se habilitará el integrado para iniciar la transferencia de energía hacia la salida. Esto resulta muy interesante para la capacidad de transferencia de energía del circuito de *harvesting*, dado que al tener una diferencia de umbrales mayor para el circuito de UVLO con el integrado 3588-2, en las sucesivas habilitaciones se almacenará mayor cantidad de energía en la entrada ($16^2 - 14^2 = 60$ V², frente a $4,84^2 - 3,63^2 = 10,24$ V² en el 3588-1). El notable incremento en el parámetro

de umbral superior, V_{UVLO_R} , ha implicado, en este caso, que en la primera vez que se alcanza este valor de habilitación se pueda entregar la tensión nominal a la salida. Obsérvese que en la FIG. 144 (superior) se han necesitado dos ciclos inicialmente para conseguirlo. Para poder realizar esta comparación se han empleado idénticos valores de $C_{in3588} = C_{out} = 100 \mu F$ en ambas simulaciones y aún a pesar de que en el circuito de aplicación con el 35882 se ha exigido mayor potencia instantánea de alimentación, dado que se ha mantenido la configuración D1 = 1 y D0 = 0, lo que implica $V_o = 4,5 V$, habiéndose mantenido la corriente de polarización del LED en 2 mA.

FIG. 148.- Tensiones de entrada y salida con el 35882

En el caso de utilizar valores en estos condensadores que conlleve a varios ciclos de transferencia de energía para arrancar el circuito, se apreciará como el escalón en la tensión de salida en sucesivos ciclos se va reduciendo hasta finalizar cuando se alcanza la tensión nominal programada en la salida. Esto se justifica como sigue:

Las energías almacenadas en los condensadores de entrada y de salida están relacionadas por el rendimiento del convertidor, así se tendrá la Ec. 98, que desarrollada conduce a la Ec. 99. Como el valor final de la tensión de salida se habrá incrementado en cada ciclo de UVLO un valor $\Delta V_o > 0$ y siendo $V_{of} = V_{oi} + \Delta V_o$, se llegará a la Ec. 100 y finalmente a obtener un valor para ΔV_o dado por la Ec. 101, que de forma recursiva irá arrojando valores de ΔV_o cada vez menores hasta

$$E_{in} \cdot \eta = E_{out} \quad \text{Ec. 98}$$

$$\frac{1}{2} \cdot C_{in} (V_{in_{m\acute{a}x}}^2 - V_{in_{m\acute{i}n}}^2) \cdot \eta = \frac{1}{2} \cdot C_{out} \cdot (V_{of}^2 - V_{oi}^2) \quad \text{Ec. 99}$$

$$C_{in} (V_{in_{m\acute{a}x}}^2 - V_{in_{m\acute{i}n}}^2) \cdot \eta = C_{out} \cdot (2 \cdot V_{oi} \cdot \Delta V_o + \Delta V_o^2) \quad \text{Ec. 100}$$

$$\Delta V_o = -V_{oi} + \sqrt{V_{oi}^2 + \eta \cdot \frac{C_{in} \cdot (V_{in_{m\acute{a}x}}^2 - V_{in_{m\acute{i}n}}^2)}{C_{out}}} \quad \text{Ec. 101}$$

$$C_{in} \cdot V_{UVLO_R}^2 \cdot \eta \geq C_{out} \cdot V_o^2 \quad \text{Ec. 102}$$

que la tensión de salida alcance su valor nominal. Si se exige alcanzar la habilitación de la tensión nominal de salida en el primer ciclo de carga del condensador de entrada, la Ec. 102 da la condición a cumplir.

Se ha verificado el funcionamiento del circuito de *harvesting* realizando simulaciones aplicando un micro-generador con topología rectificadora de puente de diodos en la entrada con el modelo obtenido para una tasa de tráfico de $q = 55$ vehículos/minuto. Se pretende así comparar estos resultados de micro-generadores independientes con el comportamiento de la asociación

en paralelo de los cuatro micro-generadores disponibles. Se resume en la Tabla 39 las medidas realizadas con la serie de simulaciones del 3588-1 para $C_{in} = C_{out} = 100 \mu F$, presentando las potencias medias en entrada y salida en régimen estacionario medidas con el simulador, así como los valores de los tiempos necesarios para su primera entrada en funcionamiento (t_{1_hab}) y del periodo de tiempo entre sucesivas habilitaciones (T_{hab}), que se han definido sobre la FIG. 148.

En la FIG. 149 se realiza una ampliación en torno a los picos que se aprecian en la tensión de salida de la FIG. 148, para apreciar el detalle de la forma de onda de la tensión de alimentación de la carga, que coincide con la duración de la señal de habilitación de la alimentación (t_{PGOOD}). Aquí se define un primer tramo ($t_{Cin \rightarrow Cout}$) en el que se está transfiriendo energía desde el condensador de entrada al de salida y un segundo tramo (t_{Cout}) en el que la carga se alimenta exclusivamente desde C_{out} .

Tabla 39.- Resultados de simulación para el 3588-1

	t_{1_hab} (s)	T_{hab} (s)	$t_{Cin \rightarrow Cout}$ (ms)	t_{Cout} (ms)	P_{in} (μW)	P_{out} (μW)	η (%)
$\mu Gen \#1$	264,2	67,17	57,5	15,7	8,44	7,2	85
$\mu Gen \#2$	339	86,56	58,5	14	6,6	5,5	83
$\mu Gen \#3$	346	85	58	15	6,6	5,5	83
$\mu Gen \#4$	314	80,15	57	15,5	7,13	5,9	83
Asociación 4 //	76	19,15	61	13,74	28,6	25,8	88

FIG. 149.- Definición de tiempos de alimentación de la carga

Se constatan unas conclusiones muy importantes con estos resultados.

1. Se verifica que en la asociación en paralelo de micro-generadores conectados al circuito convertidor DC/DC, la potencia total generada equivale al sumatorio de las contribuciones individuales. Así: $8,44 + 6,6 + 6,6 + 7,13 = 28,8 \mu W \approx 28,6 \mu W$ resultante en la simulación de la asociación paralelo. Este comportamiento generaliza esta propiedad verificada para el punto de máxima potencia dada en la Ec. 95 para carga resistiva.
2. El valor obtenido para las potencias medias de entrada se justifica identificando que el modelo de circuito de los micro-generadores en aplicaciones donde se demande una baja tensión de funcionamiento será un generador de corriente cuyo valor es el del

parámetro corriente de cortocircuito, I_{SC} . En régimen estacionario, la tensión media de entrada al 3588-1 será para los valores prácticos de V_{UVLO_R} y V_{UVLO_F} tomados de la simulación de 4,235 V, aplicando la Ec. 103. Así la potencia media entregada desde los micro-generadores a este circuito de conversión, se puede calcular con la Ec. 104. Se comprueba la validez de este modelado comparando el resultado con la medida efectuada en el simulador tal y como se presenta en la Tabla 40, donde se ha incluido el valor del parámetro I_{SC} determinado en el modelado de los micro-generadores, verificándose asimismo que el valor del parámetro I_{SC} de la asociación paralelo será la suma de los valores I_{SC} individuales. El error relativo, aplicando la Ec. 96, entre la potencia medida y la calculada no excede en valor modular el 1,5 % en el caso peor.

Tabla 40.- Verificación del modelo de los micro-generadores como fuente de corriente

	I_{SC} (μA)	Potencia (P_{in}) medida en la simulación (μW)	Potencia (P_{in}) calculada según la Ec. 104 (μW)	E_r (%)
$\mu Gen \#1$	1,99	8,44	8,43	0,1
$\mu Gen \#2$	1,56	6,6	6,6	0
$\mu Gen \#3$	1,53	6,6	6,5	1,5
$\mu Gen \#4$	1,68	7,13	7,11	0,3
Asociación 4 //	6,76	28,6	28,63	-0,1

3. El cálculo de la potencia media de alimentación a la carga (P_{out}) se calcula según la Ec. 105. En la Tabla 41 se realiza la comparación entre la medida de dicha potencia con el simulador y el resultado de aplicar la ecuación con los datos recogidos en la Tabla 39. El error relativo, E_r , entre el cálculo y la medida en el simulador no supera en valor modular el 1,1% en el peor de los casos.
4. Adicionalmente, se ha representado en el simulador el perfil del consumo de corriente del integrado en el transitorio de arranque, este se da en la FIG. 150 (superior). En la misma FIG. 150 (inferior) se presenta el modelo de circuito que se ajusta a ese perfil. El generador de corriente presenta el valor de corriente en el arranque ($t = 0$). El elemento que justifica la evolución del consumo de corriente de forma lineal con el tiempo será la resistencia interna equivalente del integrado calculada según la Ec. 106 entre el punto inicial (para $V = 0$ V) y $V_{UVLO_R} = 4,84$ V. Esta implementación del modelo de simulación no se ajusta exactamente a la información del componente. En la FIG. 151 se presentan las gráficas extraídas del catálogo junto al modelo propuesto para cada tramo en los que se ha linealizado. Por tanto, en el cálculo del tiempo necesario para alcanzar por primera vez el valor de V_{UVLO_R} se podría dar un notable error según se adopte uno u otro modelo.

$$V_{in_AVG} = \frac{(V_{UVLO_R} + V_{UVLO_F})}{2} = \frac{(4,84 + 3,63)}{2} = 4,235 \text{ V} \quad Ec. 103$$

$$P_{in} = V_{in_AVG} \cdot I_{SC} \quad Ec. 104$$

$$P_{out} = \frac{E_{out}}{T_{hab}} = \frac{V_o \cdot I_{LED} \cdot (t_{Cin \rightarrow Cout} + t_{Cout})}{T_{hab}} \quad Ec. 105$$

$$R_{in_35881} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_{in}} = \frac{(4,84 - 0)}{(186,34 - 88,7) \cdot 10^{-9}} = 50,9 \text{ M}\Omega \quad Ec. 106$$

FIG. 150.- Consumo de corriente de entrada del 3588-1 en el transitorio de arranque (superior). Modelo equivalente según simulación del 3588-1 hasta alcanzar V_{UVLO_R} (inferior)

FIG. 151.- Linealización por tramos y circuitos equivalentes del 3588-1 en el arranque según datos de catálogo

Tabla 41.- Comparativa entre medidas y cálculo de la potencia extraída para alimentación de la carga

	P _{out} (μW)				
	μGen #1	μGen #2	μGen #3	μGen #4	Asociación 4 //
Calculado con la Ec. 106	7,2	5,53	5,52	5,97	26
Medido en LTspice®	7,2	5,5	5,5	5,9	25,8
E _r (%)	0	-0,54	-0,36	-1,1	-0,77

Se presentan en la Tabla 42 los resultados obtenidos para el circuito paralelo de cuatro micro-generadores con el 3588-1 para determinar la influencia de los valores de los condensadores de entrada y salida. En las dos primeras filas se ha fijado el de entrada siendo el de salida respectivamente un orden de magnitud por encima y por debajo del valor fijado para el de entrada. En las dos últimas filas se permuta el criterio anterior.

Tabla 42.- Influencia de los valores de los condensadores de entrada y salida

	t _{1_hab} (s)	¿Habilita en el primer ciclo?	T _{hab} (s)	t _{Cin->Cout} (ms)	t _{Cout} (ms)	P _{in} (μW)	P _{out} (μW)	η (%)
C _{in} = 100uF C _{out} = 10uF	76,3	Sí	19,1	71,4	1,89	28,6	25,3	89
C _{in} = 100uF C _{out} = 1mF	305 = 76,3+ 12*19,1	No. 13 ciclos	38,2	13,9	145,3	28,6	26,1	91
C _{in} = 1mF C _{out} = 100uF	726	Sí	181	697,2	14,5	28,6	25,8	90
C _{in} = 10 uF C _{out} = 100uF	34,7= 11,34+ 9*2,6	No. 10 ciclos	5,21	7,47	13,8	28,6	26	90

En la FIG. 152 se ilustra el caso para C_{in} = 100 μF y C_{out} = 1 mF. Se aprecia como al aplicar la Ec. 102 esta no se verifica (dado que 2,07 mJ $\nlessgtr$ 10,89 mJ), teniendo que acudir al cálculo recursivo indicado en la Ec. 101 a fin de determinar el número de ciclos de transferencia de energía que serán necesarios desde la entrada para alcanzar la tensión nominal de salida. En la propia FIG. 152 se aprecia que son necesarios 13 ciclos para concluir el transitorio de arranque que consume 305 segundos, de los cuales 76,3 segundos se consumen en cargar C_{in} hasta V_{UVLO_R} por primera vez. Además se aprecia que el período entre habilitaciones de la tensión nominal de salida (T_{hab}) necesita consumir dos ciclos de recarga del condensador de entrada como se ha marcado en la propia figura. Este hecho no se dará cuando C_{in} sea capaz de acumular suficiente energía para habilitar la tensión de salida en un único ciclo de carga como se ha mostrado en la FIG. 148.

Las potencias medias de entrada y de salida son totalmente independientes de los condensadores empleados. Por una parte la potencia media de entrada sigue la expresión dada por la Ec. 104 y la entregada a la salida será la determinada por la Ec. 107. Los valores de potencia medidos con el simulador se determinan de forma acumulativa promediando en la ventana en que se muestra la potencia instantánea, por tanto las pequeñas diferencias recogidas en la tabla se deben a la toma de esta medida, siendo el rendimiento del circuito en torno al 90 %.

$$P_{out} = P_{in} \cdot \eta \quad \text{Ec. 107}$$

FIG. 152.- Transitorio de arranque para el circuito con 3588-1 y valores de $C_{in}=100\mu F$ y $C_{out}=1mF$

El tiempo necesario para el transitorio inicial de arranque depende del valor del condensador de entrada, siendo su ecuación de carga la que se ajusta al circuito dado por la conexión paralelo del modelo del integrado en el arranque dado en la FIG. 150, con el generador I_{sc} y con el condensador. En la FIG. 153 se representa el modelo resultante.

FIG. 153.- Circuito equivalente para el transitorio inicial de carga de C_{in}

En las ecuaciones siguientes se justifica el cálculo de la duración de este primer transitorio de carga del condensador de entrada para el circuito equivalente de la FIG. 153 . La Ec. 108 define la ecuación diferencial del circuito equivalente, cuya solución se da en la Ec. 109. Al particularizar $V_{Cin_i} = 0 V$, el tiempo del transitorio de carga inicial de C_{in} se calculará según la Ec. 112.

$$C_{in} \cdot \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} + \frac{v_{Cin}}{R_{in3588-1}} - (I_{sc} - I_{qo}) = 0 \quad Ec. 108$$

$$v_{Cin}(t) = V_{Cin_f} + (V_{Cin_i} - V_{Cin_f}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad Ec. 109$$

$$\tau = R_{in3588-1} \cdot C_{in} \quad Ec. 110$$

$$V_{Cin_f} = (I_{sc} - I_{qo}) \cdot R_{in3588-1} \quad Ec. 111$$

$$t(v_{Cin} = V_{UVLO_R}) = -\ln\left(1 - \frac{V_{UVLO_R}}{V_{Cin_f}}\right) \cdot \tau \quad Ec. 112$$

Se presenta en la Tabla 43 la comparación entre los valores medidos en el simulador y el cálculo del tiempo del primer transitorio de carga del condensador de entrada según la Ec. 112. Se han seleccionado los valores de la Tabla 39 (para $C_{in} = 100 \mu F$) y de la Tabla 42 el caso en el que se utiliza un valor de condensador diferente (1 mF) y se verifica que al finalizar este primer transitorio se produce la habilitación de la tensión de salida, así con la simbología adoptada se verifica que $t(v_{Cin} = V_{UVLO_R}) = t_{1_hab}$. Se produce un error relativo, calculada según la Ec. 96, inferior al 1,2 % en el peor de los casos.

Tabla 43.- Verificación cálculo tiempo primer transitorio de carga de Cin

	Cin	t _{1_hab} (s)medido	t (v _{Cin} = V _{UVLO_R})(s) (Ec. 112)	E _r (%)
μGen #1	100 μF	264,2	261,1	1,1
μGen #1	100 μF	339	340	-0,2
μGen #1	100 μF	346	347	-0,2
μGen #1	100 μF	314	317	-0,9
4 μGen //	100 μF	74	73,1	1,2
4 μGen //	1 mF	726	731	-0,6

Se determina a continuación el cálculo de los tiempos definidos en la FIG. 149. El primer intervalo se determinará utilizando la Ec. 113. Aquí se iguala la energía acumulada en cada ciclo de recarga en el condensador de entrada con la energía que se transfiere al condensador de salida y que eleva su tensión desde el valor en el que se deshabilitó el convertidor, V_{omín} (valor dado por el 92% de la V_o nominal) y su valor nominal, más la energía transferida a la carga que viene dada por su potencia instantánea (p_o) multiplicada por el tiempo que se calcula aquí, t_{Cin->Cout}. En la Ec. 114 se obtiene este valor.

$$\frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot (V_{in\ UVLO_R}^2 - V_{in\ UVLO_F}^2) \cdot \eta = \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot (V_o^2 - V_{o\ mín}^2) + p_o \cdot t_{Cin \rightarrow Cout} \quad Ec. 113$$

$$t_{Cin \rightarrow Cout} = \frac{\frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot (V_{in\ UVLO_R}^2 - V_{in\ UVLO_F}^2) \cdot \eta - \frac{1}{2} \cdot C_{out} \cdot (V_o^2 - V_{o\ mín}^2)}{p_o} \quad Ec. 114$$

Se calcula como ejemplo el valor que se podría obtener considerando el rendimiento esperado según el dato de catálogo (ver FIG. 147) η=90%, para C_{in} = C_{out} = 100 μF y con los valores determinados en las simulaciones para V_{in UVLO_R} = 4,84 V, V_{in UVLO_F} = 3,63 V, V_o = 3,3 V y V_{omín} = 3,036 V, resultando t_{Cin->Cout} = 57,1 ms. Es de destacar que en la Tabla 39 los valores se encuentran entre 57 ms y 61 ms, pudiendo ver que al no variar los condensadores ni el consumo de corriente de carga en todas las simulaciones, el valor de este tiempo queda fijado como constante verificándose el valor pronosticado por la Ec. 114.

En cuanto al tiempo t_{Cout} definido también en la FIG. 149, se podrá determinar reflexionando en que en este intervalo temporal el condensador de salida alimenta a la carga en solitario. Realizando la aproximación de que el consumo de corriente se mantiene prácticamente constante la Ec. 115 determinará este tiempo.

$$t_{Cout} = \frac{C_{out} \cdot (V_o - V_{omín})}{I_{LED}} \quad Ec. 115$$

Trasladándolo al circuito de aplicación resulta de 13,2 ms para C_{out} = 100 μF. Si se inspecciona la Tabla 39 se aprecian unos 2 ms de error en esta estimación debido a la suposición hecha para la corriente, no obstante se considera aplicable dada la sencillez del circuito planteado.

Se resume a continuación en la Tabla 44, los valores obtenidos en las simulaciones efectuadas con el 3588-2. Se ha adoptado como valor de V_o = 4,5 V, se han variado los valores de los condensadores de entrada y salida y, se ha determinado la influencia de variar el consumo de corriente de carga por el LED. Se han realizado todas las simulaciones empleando los modelos de los cuatro micro-generadores asociados en paralelo.

Tabla 44.- Resultados de simulación para el circuito con 3588-2

	t_{1_hab} (s)	T_{hab} (s)	$t_{Cin \rightarrow Cout}$ (ms)	t_{Cout} (ms)	P_{in} (μW)	P_{out} (μW)	η (%)
$C_{in} = C_{out} = 100 \mu F$ $I_{LED} = 2 \text{ mA}$	408	57	277	18,8	69,4	46,5	67
$C_{in} = 100 \mu F$ $C_{out} = 10 \mu F$ $I_{LED} = 2 \text{ mA}$	408	57	278,7	3,34	69,4	50	72
$C_{in} = 100 \mu F$ $C_{out} = 10 \mu F$ $I_{LED} = 3,6 \text{ mA}$	408,2	56,8	154	1,64	69,4	49,42	71

En la primera fila se mantienen los valores de $C_{in} = C_{out} = 100 \mu F$, así como $I_{LED} = 2 \text{ mA}$ tal y como se realizaron las simulaciones para el 3588-1 y cuyos resultados se presentaron en la Tabla 39. Si se comparan aquellos resultados con los del caso presentado en su última fila para la asociación de los cuatro modelos de micro-generadores disponibles, se aprecia como el tiempo necesario para producirse la primera habilitación del circuito aumenta considerablemente (408 s frente a 76 s) al pasar a utilizar el 3588-2 debido al aumento del parámetro V_{UVLO_R} debiendo cargarse el condensador de entrada hasta 16 V, lo que unido al aumento de la diferencia entre V_{UVLO_R} y V_{UVLO_F} justificará también el aumento del tiempo necesario para producirse la repetición de las habilitaciones (57 s frente a 19,15 s), no obstante el tiempo efectivo de alimentación de la carga t_{PGOOD} ($t_{Cin \rightarrow Cout} + t_{Cout}$) se ha incrementado notablemente desde 74,74 ms a 295,8 ms. Al incrementarse a 15 V el valor medio de la tensión de entrada se obtiene un incremento de la potencia media disponible de entrada, siendo de 69,4 μW , frente a 28,6 μW con el 3588-1. Este resultado indica que en el circuito real será conveniente utilizar la versión 3588-2 del integrado. En las medidas con el circuito real se tratará de verificar si el decremento en el rendimiento medido en las simulaciones es extrapolable al circuito físico.

En la segunda fila se refleja cómo la variación del condensador de salida C_{out} en un orden de magnitud solamente repercute en la disminución del tiempo de alimentación asociado con t_{Cout} . Finalmente, en la última fila, además de utilizar el condensador de salida C_{out} de 10 μF , se ha aumentado el consumo de corriente de carga a $I_{LED} = 3,6 \text{ mA}$, provocando la disminución del tiempo de alimentación de la carga t_{PGOOD} manteniéndose aproximadamente constantes todos los restantes parámetros, así la potencia media disponible en la salida no sufre apenas variación dado que el rendimiento de las simulaciones se ha mantenido en el entorno del 70% en todas ellas y la potencia extraída de los micro-generadores es prácticamente constante en el modo en el que se están utilizando (a corriente de cortocircuito, I_{sc}).

Se puede verificar asimismo la validez de las ecuaciones deducidas con anterioridad para el circuito basado en el 3588-1, lo que da generalidad a las conclusiones presentadas.

5.6.3.2. Medidas prácticas

Se realiza la medida de la tensión de entrada al circuito conectado a la placa HEH del banco de ensayos como se representa en la FIG. 143. Para disminuir la influencia del equipo de medida conectado en la entrada, se tuvo que prescindir de su realización de forma automatizada con la tarjeta de adquisición de datos ya que para cumplir con el modo de alta impedancia de entrada, se exige que el circuito medido presente una impedancia que no supere un valor en el rango de los k Ω . Atendiendo a los modelos presentados en las FIG. 150 y FIG. 151 para la etapa de entrada del integrado 3588-1 y para el 3588-2 y que se presentan en la FIG. 158, no se puede garantizar tal especificación. Se pasó por tanto a utilizar el osciloscopio DSO 7054 conectado a una sonda diferencial Pewatron modelo SI9000, cuyo dato de impedancia equivalente entre sus terminales de conexión al circuito es de 6 M Ω , de este modo el efecto sobre la etapa de entrada del circuito de *harvesting* es menor que el que produciría una sonda convencional realizando además el aislamiento entre la etapa de entrada del osciloscopio y el circuito medido. En la FIG. 154 se adjunta la medida de la tensión de entrada al circuito convertidor de energía basado en el 3588-1. En las FIG. 155 y FIG. 156 se muestra la medida tomada en dos adquisiciones, al exceder la máxima capacidad de representación del eje de tiempos del osciloscopio, para el circuito basado en el 3588-2. En la FIG. 157 se presentan las medidas pasadas a una gráfica de Excel. Se aprecian las siguientes diferencias de tipo práctico:

1. Los valores de umbral para las tensiones del circuito UVLO son diferentes de los valores típicos disponibles en la información de catálogo y de los valores que han presentado las simulaciones. En esta medida real se tienen $V_{UVLO_R} = 5,11$ V y $V_{UVLO_F} = 3,82$ V para el 3588-1 y $V_{UVLO_R} = 15,92$ V y $V_{UVLO_F} = 14,3$ V para el 3588-2, lo que modifica el valor medio de la tensión de entrada ($\overline{V_{in}}$) desde 4,23 V de las simulaciones a 4,46 V en el circuito real en el caso del 3588-1, y hasta 15,11 V para el 3588-2, respecto a 15 V que se obtuvieron en las simulaciones.
2. La evolución del transitorio inicial de carga difiere de la recogida en la FIG. 144 (superior) y de la FIG. 148 respectivamente. Este efecto se debe a la influencia de la impedancia del equipo de medida, que en este caso es de 6 M Ω y condiciona que la gráfica tenga una marcada evolución exponencial en el transitorio de arranque inicial.
3. Los tiempos asociados al primer transitorio inicial y los de repetición de la recarga del condensador de entrada varían notablemente respecto a los valores obtenidos en las simulaciones.

FIG. 154.- Medida de V_{in} en el circuito con 3588-1

FIG. 155.- Medida de V_{in} en el circuito con 3588-2 (parte 1)

FIG. 156.- Medida de V_{in} con el circuito con 3588-2 (parte 2)

Como se han apreciado las diferencias señaladas anteriormente, se realiza la comprobación de los modelos deducidos para los integrados en la FIG. 151 para el 3588-1 y en la FIG. 158 para el 3588-2 analizando cada modelo según su tramo de validez. En la FIG. 159 se muestra el modelo de forma generalizada a aplicar por tramo para cada integrado. El resultado para el análisis efectuado a la gráfica que registra el transitorio inicial para el 3588-2 se muestra en la FIG. 160.

FIG. 159.- Modelo equivalente general por tramos para las medidas prácticas de V_{in}

FIG. 160.- Comparación de la tensión en el transitorio inicial según medidas reales con sonda diferencial

En la FIG. 160 se muestra como ejemplo el resultado del procedimiento seguido para identificar los valores reales de los modelos de los integrados según la medida tomada con el osciloscopio. Se presenta para el caso del 3588-2 con $C_{in} = 100 \mu F$, cómo sería la gráfica del transitorio de arranque si se toman los modelos deducidos del catálogo del fabricante según los tres tramos en que se divide la tensión de entrada (*Datascatalogo_V(n001)*) y se incorporan al circuito equivalente de la FIG. 159. Se aprecia que no se ajusta a la medida con el osciloscopio (*Original*). ¿Qué se ha hecho a partir de este punto?. Se ha calculado la constante de tiempo τ y el valor del generador de corriente equivalente para la asociación de los dos generadores que intervienen en la FIG. 159 tomando para ello dos puntos por tramo de la gráfica real (*Original*) y resolviendo el sistema de dos ecuaciones para estos puntos según la Ec. 109. A partir de estos valores se han ajustado los que le corresponden al modelo del integrado tanto para I_q como para $R_{in3588i}$. El resultado de este análisis se muestra como *Modelo_MedidasReales*.

Se presentan en la FIG. 161 las medidas correspondientes a la señal de habilitación (PGOOD) para $C_{out} = 10 \mu F$ y estando el circuito LED polarizado para 2 mA como carga en el caso del 3588-1 y de 3,6 mA para el caso inferior correspondiente al 3588-2. Recuérdese que la tensión de alimentación, V_o , presenta los mismos valores de amplitud y temporales que la señal en PGOOD, así tomando en este punto la medida de la tensión de salida se obtiene un efecto positivo dado que no se carga al circuito de aplicación con la impedancia de la sonda al realizar esta medida.

FIG. 161.- Señal de habilitación PGOOD para el 3588-1 (superior) y el 3588-2 (inferior)

En la FIG. 162 se adjunta el detalle de las medidas de las señales PGOOD y la tensión en la resistencia de sensado $R_{sc} = 180 \, \Omega$, del circuito de aplicación de la FIG. 142, con el 3588-2. Se observa que la tensión en el canal 2 se corresponde con una amplitud de 648 mV, es decir se verifica que la corriente de polarización del LED es para este caso de 3,6 mA.

FIG. 162.- Señal de habilitación PGOOD (canal 1) y tensión en la resistencia de sensado de la corriente de carga (canal 2)

Finalmente, en la Tabla 45 se resumen las medidas prácticas realizadas con el circuito de *harvesting* para ambas versiones del integrado.

Tabla 45.-Medidas prácticas

	Circuito con 3588-1	Circuito con 3588-2
t_{1_hab} (s)	138	810
T_{hab} (s)	40	170
$t_{Cin \rightarrow Cout}$ (ms)	82,4	154
t_{Cout} (ms)	1,4	1,2
P_{out} (μW) (Ec. 116)	13,83	14,8
Pérdidas en sonda diferencial (μW) (Ec. 117)	$\frac{4,46^2}{6 \cdot 10^6} = 3,3$	$\frac{15^2}{6 \cdot 10^6} = 37,5$
$P_{in-3588i}$ (μW) (Ec. 118)	$\frac{(1/2) \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot (5,11^2 - 3,81^2)}{40} = 14,5$	$\frac{(1/2) \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot (16^2 - 14^2)}{170} = 17,6$
Rendimiento _{3588i} (%) (Ec. 119)	95	84
$P_{Rin3588-i}$ (μW) (Ec. 120)	1,59	18
$P_{\mu-generadores}$ (μW) (Ec. 121)	19,39	73,1

$$P_{out} = \frac{V_o \cdot I_{LED} \cdot (t_{Cin \rightarrow Cout} + t_{Cout})}{T_{hab}} \quad Ec. 116$$

$$P_{sonda_dif} = \frac{\overline{V_{in}}^2}{R_{in_sonda_dif}} \quad Ec. 117$$

$$P_{in-3588i} = \frac{(1/2) \cdot C_{in} \cdot (V_{UVLO_R}^2 - V_{UVLO_F}^2)}{T_{hab}} \quad Ec. 118$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in3588i}} \cdot 100 \quad Ec. 119$$

$$P_{Rin3588-i} = \frac{\overline{V_{in}}^2}{R_{in3588-i}} \quad Ec. 120$$

$$P_{\mu-generadores} = P_{in-3588i} + P_{sonda_dif} + P_{Rin3588-i} \quad Ec. 121$$

Según este resumen de resultados prácticos se verifica que, como ya se deducía de los resultados analizados para las simulaciones, la utilización de la versión 3588-2 permite extraer una potencia media mayor de los cuatro μ-generadores disponibles. Para demostrarlo hay que tener en cuenta el consumo de la sonda diferencial colocada en la entrada del circuito y la potencia perdida en la etapa de entrada del integrado, así se verifica (aplicando la Ec. 121) que con el 3588-1 se extraen del orden de 19,39 μW de los μ-generadores, mientras que con el 3588-2 prácticamente se cuadruplica la potencia extraída, pudiendo entregar hacia la carga 73,1 μW con un rendimiento que supera el 80% calculado según el balance entre la potencia media entregada a la carga y la potencia media calculada para el condensador acumulador de energía C_{in} en la entrada del circuito 3588.

5.6.4. Pasos de diseño

A la vista del conjunto de los análisis teórico, de simulación y práctico efectuados se pueden realizar las siguientes consideraciones de cara al diseño de un sistema de *harvesting* basado en los integrados utilizados.

1. Se precisa conocer el perfil de la alimentación demandada, es decir durante cuánto tiempo se necesita alimentar a la carga ($t_{ON_carga} = t_{PGOOD} = t_{Cin \rightarrow Cout} + t_{Cout}$) y con qué latencia (T_{hab}). Estos datos junto con la tensión nominal de alimentación y el valor de la corriente de carga definen la potencia demandada según la Ec. 105.
2. A partir del consumo de corriente de alimentación y utilizando las gráficas dadas por el fabricante para el rendimiento (como ejemplo, para el 3588-1 se tiene la FIG. 147) se conoce el valor estimado de η .
3. Con la Ec. 107 se obtiene la potencia media necesaria de entrada (P_{in}).
4. Según sea el valor de la tensión media de entrada (dato que depende de la versión del integrado elegido) y la P_{in} necesaria, se determinará con la Ec. 104 el valor de la corriente (I_{sc}) que se deberá aportar por los μ -generadores.
5. El número N de elementos μ -generadores que se necesitan deberá satisfacer la Ec. 122

$$I_{SC} = \sum_{i=1}^N I_{SCi} \quad \text{Ec. 122}$$

6. Para satisfacer el valor de T_{hab} y una vez determinados los valores prácticos de I_q y de $R_{in3588i}$ o bien, tomando estos datos de catálogo para el tramo de funcionamiento comprendido entre V_{UVLO_F} y V_{UVLO_R} , se puede modelar el circuito de carga del condensador de entrada con un generador de corriente equivalente a $I_{eq} = I_{SC} - I_{qo}$ en paralelo a una resistencia $R_{in3588i}$ y en paralelo con C_{in} . Así el valor necesario para C_{in} se obtiene en la Ec. 124, al resolver la Ec. 123.

$$V_{UVLO_R} = I_{eq} \cdot R_{in3588i} + (V_{UVLO_F} - I_{eq} \cdot R_{in3588i}) \cdot e^{-T_{hab}/(R_{in3588i} \cdot C_{in})} \quad \text{Ec. 123}$$

$$C_{in} = \frac{T_{hab}}{\ln\left(\frac{V_{UVLO_F} - I_{eq} \cdot R_{in3588i}}{V_{UVLO_R} - I_{eq} \cdot R_{in3588i}}\right) \cdot R_{in3588i}} \quad \text{Ec. 124}$$

7. Finalmente, si se desea que el circuito comience a proporcionar alimentación desde el primer transitorio de carga, se determinará el valor de C_{out} que satisfaga la Ec. 102, y en todo caso, se deberá verificar que el tiempo de alimentación de la carga esté garantizado con: $t_{ON_carga} = t_{Cin \rightarrow Cout} + t_{Cout}$, así operando con las ecuaciones Ec. 114 y Ec. 115, se obtendrá la Ec. 125

$$C_{out} = \frac{p_o \cdot t_{ON_carga} - \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot (V_{in\ UVLO_R}^2 - V_{in\ UVLO_F}^2) \cdot \eta}{\frac{V_o^2}{2} + V_{o\ mín} \cdot \left(\frac{V_{o\ mín}}{2} - V_o\right)} \quad \text{Ec. 125}$$

CAPÍTULO 6

Conclusiones, líneas
futuras y publicaciones

6. CONCLUSIONES, LÍNEAS FUTURAS Y PUBLICACIONES

6.1. Introducción

En este documento se han recogido las aportaciones a la investigación en tecnologías de *energy harvesting* que se han centrado en el campo de aplicación de los materiales de tipo piezoeléctrico en entornos viales. Se constata el potencial futuro de aplicación tanto en el interés actual de los grupos de investigación que publican contribuciones en esta línea como de los resultados extraídos de los trabajos de investigación presentados en la presente Tesis Doctoral.

Sería muy gratificante poder asistir en un futuro cercano a la implementación de estas tecnologías resolviendo los aspectos prácticos que necesitan depurarse, así como vencer las resistencias que todavía hoy en día se constatan acerca de las energías renovables. En la modesta opinión del autor de esta Tesis, es algo en lo que de ningún modo se debe cejar en este empeño.

Se detallarán a continuación algunas conclusiones a modo de cierre temporal de esta memoria de Tesis Doctoral, dejando abiertas algunas líneas de trabajo futuras. Finalmente, se detallan las publicaciones directamente relacionadas con los avances de la investigación realizada.

6.2. Conclusiones

Como resultado de las acciones marcadas al inicio de los trabajos de investigación se detallan algunas conclusiones y su relación con los objetivos planteados en el primer capítulo.

Es interesante destacar la originalidad del enfoque que ha inspirado toda la investigación en estos trabajos, ya que se ha centrado en la aplicación de la tecnología de *harvesting*, dotándose para ello de nuevas herramientas tanto físicas como de modelado, que no se han podido encontrar entre los grupos de investigación que publican aportaciones relacionadas.

El primer objetivo planteado consistía en la realización de un nuevo instrumento de laboratorio. En el capítulo 3 se describe el banco de ensayos fruto de este objetivo. Tanto el simulador de tráfico como la matriz de conmutación electrónica responden adecuadamente al software de control realizado. Asimismo, el siguiente objetivo añadía a las funcionalidades de este software de control la necesidad de realizar de forma automatizada las medidas de las magnitudes eléctricas que proceden de los elementos piezoeléctricos y del circuito de *harvesting*. En el mismo capítulo 3 se detalla la consecución de este objetivo presentando resultados de medida en diversas sesiones. Así pues la aportación que representa el banco de ensayos en el ámbito de interés de los trabajos de investigación es además de original, necesario para avanzar en los siguientes hitos de investigación alcanzados.

Serán estas medidas convenientemente analizadas y presentadas las que dan origen a los contenidos del capítulo 4. Aquí se presentan los resultados de investigación que han conducido a plantear los modelos eléctricos activos de los dos tipos de materiales piezoeléctricos con los que se ha trabajado, cables y cerámicas. Este modelado reproduce con alta precisión el comportamiento de los materiales empleados en el entorno vial al que se han aplicado. Se constata en varias referencias aportadas en el capítulo 1 como el modelo del sistema de

conversión electromecánica de Williams y Yates no es de aplicación en este entorno, dado que el efecto vibratorio aquí no es ni predominante ni mucho menos significativo. La aportación presentada en este punto proporciona un modelo práctico con el que caracterizar posteriormente tanto el modelo como el comportamiento de los sistemas de *harvesting* que han sido tratados en el capítulo 5.

El detallado análisis de los efectos introducidos por los equipos de medida en la determinación de los modelos representa una aportación muy importante que justifica la validez de los mismos, dado el bajo error verificado mediante las medidas experimentales. Esta influencia de la instrumentación resulta muy difícil de encontrar en los trabajos publicados en la bibliografía existente, cuando resulta ser de gran importancia para determinar adecuadamente la potencia generada por los diferentes harvesters.

El modelado de los sistemas de *harvesting* que se ha obtenido constituye la siguiente aportación de la Tesis. Su utilidad resulta muy clara al haber verificado experimentalmente aspectos tales como la escalabilidad de las contribuciones de sistemas micro-generadores formando asociaciones topológicas entre ellos. Al disponer de micro-generadores heterogéneos, se ha podido presentar la generalización de dichos modelos como una aportación que ha conducido además al planteamiento de un sistema generador de energía eléctrica a gran escala.

Con los medios disponibles se ha procedido a la aplicación del modelado a un sistema práctico que incorpora un bloque de gestión de la energía generada por el sistema de *harvesting* acumulador inicial, constituyendo así un sistema *harvesting* completo. Debido a que se ha contado con los modelos necesarios se ha podido justificar su modo de funcionamiento. Este fue el último de los objetivos que se plantearon al inicio y que ha podido también verse satisfecho.

6.3. Líneas de trabajo futuras

Qué duda cabe que en el campo de la investigación nunca se puede dar por cerrado ningún punto ya que todo es absolutamente revisable y mejorable. Del trabajo realizado se pueden señalar aspectos que admiten continuar con la línea iniciada en esta Tesis y que se indican seguidamente.

1. Mejoras en el banco de ensayos. El sistema simulador de tráfico vial tiene unas limitaciones prácticas relacionadas con sus dimensiones físicas. Si se pretende modelar otros medios de locomoción sería necesario un nuevo diseño acorde a los nuevos requisitos. Por otra parte, no es posible ajustar de forma independiente la velocidad de tránsito simulada y la tasa de tráfico. Tampoco responde de forma lineal (o al menos proporcional) la señal eléctrica generada en los elementos piezoeléctricos con la masa depositada en la parte superior de la plataforma móvil, el grado de exactitud en el diámetro del eje pasante hace que no exista apenas holgura a lo largo de su verticalidad. Ciertamente es que su efecto sobre el momento de inercia de la plataforma giratoria es apreciable pero como se ha indicado, el efecto sobre la presión no es fácilmente cuantificable.
2. Desarrollo de un prototipo de *harvesting* que de forma optimizada trabaje en la cercanía del punto de máxima potencia. Con el número de elementos piezoeléctricos y con el modo de excitación actualmente disponible resulta en la práctica imposible desarrollar

un sistema demostrador de *harvesting* práctico que salve la fuerte limitación que impone la poca potencia disponible generada.

3. Utilización de nuevos materiales. El grupo de investigación se ha vinculado recientemente en el proyecto de investigación MAT2017-86168-R “Piezocerámicas ecológicas para la generación de ultrasonidos” liderado por el Instituto de Ciencia de Materiales (CSIC) de Madrid, que persigue el desarrollo de nuevos materiales con propiedades piezo y ferroeléctricas eliminando el Pb de su composición. Como aspecto a tratar en el proyecto de investigación se pretende estudiar su comportamiento en sistemas de *harvesting* como los caracterizados en la Tesis. Dependerá del prototipado final si se puede conseguir alguna muestra adaptada a entornos viales.

6.4. Publicaciones en relación con la Tesis

Se detallan a continuación las aportaciones, según tipo y en orden cronológico, relacionadas con el desarrollo de los trabajos de investigación presentados en la Tesis Doctoral.

- Patentes en explotación o concedidas por la Oficina Española de Patentes y Marcas mediante el sistema de examen previo
 - o **Patente de invención** con examen previo ES 2364063 B2: Banco de pruebas para caracterizar la respuesta de materiales y dispositivos utilizados como sensores, transductores o como generadores de energía en aplicaciones de tráfico vial. Manuel Vázquez Rodríguez, Francisco Javier Jiménez Martínez, José de Frutos Vaquerizo. Presentada 22/2/**2011**. Concedida 29/1/**2013**
- Publicaciones relativas a los trabajos realizados en la Tesis doctoral.
 - o **Artículo:** Virtual Instrument to obtain electrical models of piezoelectric elements used in energy harvesting. M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J de Frutos. Advances in Applied Ceramics. Vol 117, 4, págs.: 201-211. **2018**. Indicios de calidad: Scopus Citescor: Cuartil Q2 (2017). Scopus SJR: Cuartil Q2 (2017). JCR: Cuartil Q2 (2017)
 - o **Ponencia en congreso:** Virtual Instrument to obtain electrical models of piezoelectric elements used in energy harvesting. Francisco Javier Jiménez Martínez, Manuel Vázquez Rodríguez, David Alonso Sáez, José de Frutos Vaquerizo. Abstract Book Piezo 2017. Electroceramics for End Users IX. Pág: 60, Cercedilla. España. **2017**
 - o **Artículo:** Virtual instrument to obtain an optimal linear model for piezoelectric elements involved in road traffic energy harvesting. F. J. Jiménez, M. Vázquez-Rodríguez, D. Alonso, J de Frutos. Computer Standards & Interfaces. Vol. 51, págs.: 1-13. **2016**. Indicios de calidad: Scopus Citescor: Cuartil Q2 (2016). Scopus SJR: Cuartil Q2 (2016). JCR: Cuartil Q2 (2016)
 - o **Artículo:** Piezoelectric energy harvesting computer controlled test bench. M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J de Frutos, D. Alonso. Review of Scientific Instruments, Vol. 87, págs.: 095004-1 095004-10. **2016**. Indicios de calidad:

- Scopus Citescor: Cuartil Q2 (2016). Scopus SJR: Cuartil Q2 (2016). JCR: Cuartil Q3 (2016)
- **Artículo:** Optimización de piezoeléctricos comerciales para su uso en sistemas de Energy Harvesting. Francisco Javier Jiménez Martínez, José de Frutos, David Alonso, Manuel Vázquez. Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio. Vol. 54, 6, págs: 247-253. **2015**. Indicios de calidad: Scopus Citescor: Cuartil Q3 (2015). Scopus SJR: Cuartil Q3 (2015). JCR: Cuartil Q4 (2015)
 - **Contribución tipo poster en congreso:** Optimización de Piezoeléctricos Comerciales para su uso en Sistemas de Energy Harvesting. F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos, D. Alonso, M. Vázquez Rodríguez, M. C Duro. Abstract Book XII Reunión Nacional de Electrocerámica. pág: 74. Madrid. **2015**
 - **Ponencia en congreso:** Optimal linear model for piezoelectric materials involved in road traffic energy harvesting applications. M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J de Frutos. IEEE-IECON Proceedings (IEEE Industrial and Electronics Conference). Págs.: 1110-1115. Montreal. Canadá. **2012**. Esta comunicación fue acreditada con la distinción “Best oral presentation during the technical session *Energy Harvesting*”. Indicios de calidad: Scopus SJR: Cuartil Q1 (2012)
 - **Ponencia en congreso:** Energy Harvesting Input Stage Model for Piezoelectric Materials involved in Road Traffic Applications. M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J de Frutos. Proceedings of the IEEE-ICIT International Conference on Industrial Technology. Págs.: 7-12. Atenas. Grecia. **2012**
 - **Artículo:** Modelización de materiales piezoeléctricos como generadores de energía. M. Vázquez Rodríguez, F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos. Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio. Vol. 51, 1, págs: 25-36. **2012**. Indicios de calidad: Scopus Citescor: Cuartil Q2 (2012). Scopus SJR: Cuartil Q2 (2012). JCR: Cuartil Q3 (2012)
 - **Ponencia en congreso:** Modeling Piezoelectric Harvesting Materials in Road Traffic Applications. M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J de Frutos. Proceedings of 2nd International Conference on Mathematical models and methods in modern science. págs: 106-111. Puerto de la Cruz. España. **2011**
 - **Ponencia en congreso:** Modelización de materiales piezoeléctricos como generadores de energía. M. Vázquez Rodríguez, F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos. Abstract Book X Reunión Nacional de Electrocerámica. pág: C-03 (6). Madrid. **2011**
 - **Artículo:** Banco de ensayos para materiales piezoeléctricos en aplicaciones viales. M. Vázquez Rodríguez, F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos. Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio. Vol. 50, 2, págs: 65-72. **2011**. Indicios de calidad: Scopus Citescor: Cuartil Q2 (2011). Scopus SJR: Cuartil Q2 (2011). JCR: Cuartil Q3 (2011)
- Participación en Proyectos de I+D relacionados con propiedades de materiales piezoeléctricos y sus aplicaciones.
- DISEMINA: Diseño Seguro de Nanoestructuras funcionales en Micropartículas y Materiales de Interés Industrial. Ministerio de Economía y Competitividad. (MINECO). MAT2013-48009-C4-3-P. Concesión: 1/1/**2014**. Finalización:

31/12/**2017**. Investigadores responsables: Francisco Javier Jiménez Martínez y José de Frutos Vaquerizo

- Grain Boundary and Interphase Effects of Single and Multiferroic Ceramics Oxides for the Spintronics. Ministerio de Ciencia e Innovación (MICIN). MAT2010-21088-C03-03. Concesión: 1/1/**2011**. Finalización: 31/12/**2013**. Investigador responsable: José de Frutos Vaquerizo.
- Publicaciones sobre aspectos relacionados con materiales piezoeléctricos y sus aplicaciones prácticas.
 - **Artículo:** Cinemómetro piezoeléctrico de alta exactitud (VUAE). F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos, C. Pastor, M. Vázquez Rodríguez. Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio. Vol. 51, 1. Págs.: 37-44. **2012**
 - **Ponencia en congreso:** Automatic Verification System for Doppler Kinemometers. F. J. Jiménez, J. De Frutos, M. Vázquez Rodríguez. IEEE-IECON Proceedings (IEEE Industrial and Electronics Conference). Págs.: 2563-2566. Montreal. Canadá. **2012**
 - **Contribución tipo poster en congreso:** Cinemómetro Piezoeléctrico de Alta Precisión. F. J. Jiménez, J. De Frutos, C. Pastor, M. Vázquez. Abstract Book X Reunión Nacional de Electrocerámica. pág: P-02 (47). Madrid. **2011**

Referencias

- [1] R. Calio, U. B. Rongala, D. Camboni, M. Milazzo, C. Stefanini, G. de Petris y C. M. Oddo, «Piezoelectric Energy Harvesting Solutions,» *Sensors*, vol. 14, nº 3, pp. 4755-4790, 2014.
- [2] P. C., *Solar Energy Perspectives*, International Energy Agency, 2011.
- [3] G. J. Snyder y E. S. Toberer, «Complex thermoelectric materials,» *Nature materials*, vol. 7, pp. 105-114, 2008.
- [4] G. J. Snyder, J. R. Lim, C.-K. Huang y J.-P. Fleurial, «Thermoelectric microdevice fabricated by a MEMS-like electrochemical process,» *Nature materials*, vol. 2, pp. 528-531, 2003.
- [5] M. Peñuela, «Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-urban Environments,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 61, nº 7, 2013.
- [6] R. S, P. Wright y K. Pister, «Micro-electrostatic vibration-to-electricity,» de *ASME 2002 international mechanical engineering congress and exposition. American Society of Mechanical Engineers*, 2002.
- [7] C. B. Williams y R. B. Yates, «Analysis of a micro-electric generator for microsystems,» *Sensors and Actuators*, vol. 52, pp. 8-11, 1996.
- [8] S. Roundy, P. K. Wright y J. Rabaey, «A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes,» *Computer Communications*, vol. 26, nº 11, pp. 1131-1144, 2003.
- [9] S. J. Roundy, Tesis doctoral: Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion, Universidad de California, Berkeley, 2003.
- [10] U. Bartsch, A. Trautmann, P. Ruther, J. Gaspar y O. Paul, «Electrostatic transducers for micro energy harvesting based on SOI technology,» de *Solid-state sensors, actuators and microsystems conference. TRANSDUCERS 2007*, 2007.
- [11] F. Wang y O. Hansen, «Electrostatic energy harvesting device with out-of-the-plane gap closing scheme,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 211, pp. 131-137, 2014.
- [12] C. Wei y X. Jing, «A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1-18, 2017.
- [13] C. B. Williams, C. Shearwood, M. Harradine, P. Mellor, T. S. Birch y R. Yates, «Development of an electromagnetic micro-generator,» *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 148, nº 6, pp. 337-342, 2001.
- [14] C. R. Saha, T. O'Donnell, H. Loder, S. Beeby y J. Tudor, «Optimization of an Electromagnetic Energy Harvesting Device,» *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 42, nº 10, pp. 3509-3511, 2006.

- [15] R. Torah, P. Glynn-Jones, M. Tudor, T. O'Donnell, S. Roy y S. Beeby, «Self-powered autonomous wireless sensor node using vibration energy harvesting,» *Measurement Science and Technology*, vol. 19, p. 8, 2008.
- [16] K. J. Kim, F. Cottone, S. Goyal y J. Punch, «Energy scavenging for energy efficiency in networks and applications,» *Bell Labs Technical Journal*, vol. 15, nº 2, pp. 7-29, 2010.
- [17] H. Liu, Y. Quian y C. Lee, «A multi-frequency vibration-based MEMS electromagnetic energy harvesting device,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 204, pp. 37-43, 2013.
- [18] C. Ung, S. D. Moss, L. A. Vandewater, S. C. Galea, W. K. Chiu y G. Crew, «Energy Harvesting from Heavy Haul Railcar Vibrations,» de *IEEE proceedings of the eighth international conference on Intelligent sensors, sensor networks and information processing*, 2013.
- [19] A. S. D. Paula, D. J. Inman y M. A. Savi, «Energy harvesting in a nonlinear piezomagnetoelastic beam subjected to random excitation,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vols. %1 de %254-55, pp. 405-416, 2015.
- [20] M. F. Lumentut y I. M. Howard, «Parametric design-based modal damped vibrational piezoelectric energy harvesters with arbitrary proof mass offset: Numerical and analytical validations,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vols. %1 de %268-69, pp. 562-586, 2016.
- [21] C. Wei y X. Jing, «A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1-18, 2017.
- [22] J. Liu, H. Fang, Z. Xu, X. Mao, X. Shen, D. Chen, H. Liao y B. Cai, «A MEMS-based piezoelectric power generator array for vibration energy harvesting,» *Microelectronics Journal*, vol. 39, pp. 802-806, 2008.
- [23] N. M. White, P. Glynn-Jones y S. P. Beeby, «A novel thick-film piezoelectric micro-generator,» *Smart Materials and Structures*, vol. 10, nº 4, pp. 850-852, 2001.
- [24] S. Roundy y P. K. Wright, «A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics,» *Smart Materials and Structures*, vol. 13, pp. 1131-1142, 2004.
- [25] M. Ericka, D. Vasic, F. Costa, G. Poulin y S. Tliba, «Energy harvesting from vibration using a piezoelectric membrane,» *J. Phys. IV France*, vol. 128, pp. 187-193, 2005.
- [26] N. E. DuToit y B. L. Wardle, «Experimental Verification of Models for Microfabricated Piezoelectric Vibration Energy Harvesters,» *AIAA Journal*, vol. 45, nº 5, pp. 1126-1137, 2007.
- [27] H. B. Fang, J. Liu, Z. Xu, L. Dong, L. Wang, D. Chen, B. Cai y Y. Liu, «Fabrication and performance of MEMS-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting,» *Microelectronics Journal*, vol. 37, nº 11, pp. 1280-1284, 2006.

- [28] M. Rezaeisaray, M. El Gowini, D. Sameoto, D. Raboud y W. Moussa, «Low frequency piezoelectric energy harvesting at multi vibration mode shapes,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 228, pp. 104-111, 2015.
- [29] E. Minazara, D. Vasic, F. Costa y G. Poulin, «Piezoelectric diaphragm for vibration energy harvesting,» *Ultrasonics*, Vols. %1 de %244-2, pp. 699-703, 2006.
- [30] D. Shen, J. Park, J. H. Noh, S. Choe, S. Kim, H. C. Wickle III y D. Kim, «Micromachined PZT cantilever based on SOI structure for low frequency vibration energy harvesting,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 154, nº 1, pp. 103-108, 2009.
- [31] K. Tao, J. Miao, S. W. Lye y X. Hu, «Sandwich-structured two-dimensional MEMS electret power generator for low-level ambient vibrational energy harvesting,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 228, pp. 95-103, 2015.
- [32] D. Shen, J.-H. Park, J. Ajitsaria, S.-Y. Choe, H. C. Wickle III y D.-J. Kim, «The design, fabrication and evaluation of a MEMS PZT cantilever with an integrated Si proof mass for vibration energy harvesting,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, nº 5, pp. 1-7, 2008.
- [33] W. Wang, T. Yang, X. Chen, X. Yao y Q. Zhou, «Vibration energy harvesting using piezoelectric circular diaphragm array,» de *2011 International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF/PFM) and 2011 International Symposium on Piezoresponse Force Microscopy and Nanoscale Phenomena in Polar Materials*, Vancouver, BC, Canada, 2011.
- [34] R. Elfrink, T. M. Kamel, M. Goedbloed, S. Matova, D. Hohlfeld, Y. van Andel y R. van Schaijk, «Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, nº 9, pp. 1-8, 2009.
- [35] P. Muralt, M. Marzencki, B. Belgacem, F. Calame y S. Basrour, «Vibration Energy Harvesting with PZT Micro Device,» de *Proceedings of the Eurosensors XXIII conference*, 2009.
- [36] B. S. Lee, S. C. Lin, W. J. Wu, X. Y. Wang, P. Z. Chang y C. K. Lee, «Piezoelectric MEMS generators fabricated with an aerosol deposition PZT thin film,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, pp. 1-8, 2009.
- [37] J. B. Jeon, R. Sood , J.-h. Jeong y S. G. Kim , «MEMS power generator with transverse mode thin film PZT,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 122, nº 1, pp. 16-22, 2005.
- [38] E. K. Reilly y P. K. Wright, «Modeling, fabrication and stress compensation of an epitaxial thin film piezoelectric microscale energy scavenging device,» *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, nº 9, pp. 1-11, 2009.
- [39] G. Chen, Q. Meng, H. Fu y J. Bao, «Development and experiments of a micro piezoelectric vibration energy storage device,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 40, nº 1, pp. 377-384, 2013.

- [40] K. Morimoto, I. Kanno, K. Wasa y H. Kotera, «High-efficiency piezoelectric energy harvesters of c-axis-oriented epitaxial PZT films transferred onto stainless steel cantilevers,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 163, nº 1, pp. 428-432, 2010.
- [41] L. Mateu y F. Moll, «Optimum Piezoelectric Bending Beam Structures for Energy Harvesting using Shoe Inserts,» *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 16, nº 10, pp. 835-845, 2005.
- [42] A. Erturk, J. M. Renno y D. J. Inman, «Modeling of Piezoelectric Energy Harvesting from an L-shaped Beam-mass Structure with an Application to UAVs,» *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 20, nº 5, pp. 529-544, 2009.
- [43] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, B. Andò, S. Baglio y C. Trigona, «Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters,» *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 162, pp. 425-431, 2010.
- [44] P. Firoozy, S. E. Khadem y S. M. Pourkiaee, «Broadband energy harvesting using nonlinear vibrations of a magnetopiezoelectric cantilever beam,» *International Journal of Engineering Science*, vol. 111, pp. 113-133, 2017.
- [45] C. Lan y W. Qin, «Enhancing ability of harvesting energy from random vibration by decreasing the potential barrier of bistable harvester,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 85, pp. 71-81, 2017.
- [46] H. Yu, J. Zhou, X. Yi, H. Wu y W. Wang, «A hybrid micro vibration energy harvester with power management circuit,» *Microelectronic Engineering*, vol. 131, pp. 36-42, 2015.
- [47] Z. L. Wang y J. Song, «Piezoelectric Nanogenerators based on Zinc oxide nanowire arrays,» *Science*, vol. 312, nº 5771, pp. 242-246, 2006.
- [48] J. Song, J. Zhou y Z. L. Wang, «Piezoelectric and Semiconducting Coupled Power Generating Process of a Single ZnO Belt/Wire. A Technology for Harvesting Electricity from the Environment,» *Nano Letters*, vol. 6, nº 8, pp. 1656-1662, 2006.
- [49] Y. Hu, Y. Zhang, C. Xu, G. Zhu y Z. L. Wang, «High-Output Nanogenerator by Rational Unipolar Assembly of Conical Nanowires and Its Application for Driving a Small Liquid Crystal Display,» *Nano Letters*, vol. 10, nº 12, pp. 5025-5031, 2010.
- [50] L. Lin, Y. Hu, C. Xu, Y. Zhang, R. Zhang, X. Wen y Z. L. Wang, «Transparent flexible nanogenerator as self-powered sensor for transportation monitoring,» *Nano Energy*, vol. 2, nº 1, pp. 75-81, 2013.
- [51] N. Wu, Q. Wang y X. Xie, «Ocean wave energy harvesting with a piezoelectric coupled buoy structure,» *Applied Ocean Research*, vol. 50, pp. 110-118, 2015.
- [52] Y. Tianchen, Y. Jian, S. Ruigang y L. Xiaowei, «Vibration energy harvesting system for railroad safety based on running vehicles,» *Smart Materials and Structures*, vol. 23, nº 12, p. 14, 2014.

- [53] G. Gatti, M. J. Brennan, M. G. Tehrani y D. J. Thompson, «Harvesting energy from the vibration of a passing train using a single-degree-of-freedom oscillator,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vols. %1 de %266-67, pp. 785-792, 2016.
- [54] J. F. Antaki, G. E. Bertocci, E. C. Green, A. Nadeem, T. Rintoul, R. L. Kormos y B. P. Griffith, «A GAit-powered Autologous Battery Charging System for Artificial Organs,» *ASAIO Journal*, vol. 41, nº 3, pp. M588-M595, 1995.
- [55] N. S. Shenck y J. A. Paradiso,, «Energy Scavenging with Shoe-mounted Piezoelectrics,» *IEEE Micro*, vol. 21, nº 3, pp. 30-42, 2001.
- [56] H. Wang, A. Jasim y X. Chen, «Energy harvesting technologies in roadway and bridge for different applications – A comprehensive review,» *Applied Energy*, vol. 212, pp. 1083-1094, 2018.
- [57] H. Zhao, J. Yu y J. Ling, «Finite element analysis of Cymbal piezoelectric transducers for harvesting energy from asphalt,» *Journal of the Ceramic Society of Japan*, vol. 118, pp. 909-915, 2010.
- [58] H. Zhao, J. Ling y J. Yu, «A comparative analysis of piezoelectric transducers for harvesting energy from asphalt pavement,» *Journal of the Ceramic Society of Japan*, vol. 120, nº 8, pp. 317-323, 2012.
- [59] H. Zhao, L. Qin y J. Ling, «Test and Analysis of Bridge Transducers for Harvesting Energy from Asphalt Pavement,» *International Journal of Transportation Science and Technology*, vol. 4, nº 1, pp. 17-28, 2015.
- [60] H. Roshani, S. Dessouky, A. Montoya y A. T. Papagiannakis, «Energy harvesting from asphalt pavement roadways vehicle-induced stresses: A feasibility study,» *Applied Energy*, vol. 30, nº 2, pp. 210-218, 2016.
- [61] H. Roshani, P. Jagtap, S. Dessouky, A. Montoya y A. T. Papagiannakis, «Theoretical and Experimental Evaluation of Two Roadway Piezoelectric-Based Energy Harvesting Prototypes,» *Journal of Materials in Civil Engineering*, vol. 30, nº 2, 2018.
- [62] H. Xiong y L. Wang, «Piezoelectric energy harvester for public roadway: On-site installation and evaluation,» *Applied Energy*, vol. 174, pp. 101-107, 2016.
- [63] A. G. Papagiannakis, S. Dessouky, A. Montoya y H. Roshani, «Energy Harvesting from Roadways,» *Procedia Computer Science*, vol. 83, pp. 758-765, 2016.
- [64] G. Yesner, M. Kuciej, A. Safari, A. Jasim, H. Wang y A. Maher, «Piezoelectric Energy Harvesting Using a Novel Cymbal Transducer Design,» de *2016 Joint IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, European Conference on Application of Polar Dielectrics, and Piezoelectric Force Microscopy Workshop (ISAF/ECAPD/PFM)*, Darmstadt, Germany , 2016.
- [65] Y. Song, C. H. Yang, S. K. Hong, S. J. Hwang, J. H. Kim, J. Y. Choi, S. K. Ryu y T. H. Sung, «Road energy harvester designed as a macro-power source using the piezoelectric

effect,» *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, nº 29, pp. 12563-12568, 2016.

- [66] Y. Chen, Y. Zhang, C. Li, Q. Yang, H. Zheng y C. Lü, «Mechanical Energy Harvesting From Road Pavements Under Vehicular Load Using Embedded Piezoelectric Elements,» *Journal of Applied Mechanics*, vol. 83, nº 8, p. 7, 2016.
- [67] I. Jung, Y.-H. Shin, S. Kim, J. Choi y C.-Y. Kang, «Flexible piezoelectric polymer-based energy harvesting system for roadway applications,» *Applied Energy*, vol. 197, pp. 222-229, 2017.
- [68] L. Guo y Q. Lu, «Modeling a new energy harvesting pavement system with experimental verification,» *Applied Energy*, vol. 208, pp. 1071-1082, 2017.
- [69] H. Yang, L. Wang, B. Zhou, Y. Wei y Q. Zhao, «A preliminary study on the highway piezoelectric power supply system,» *International Journal of Pavement Research and Technology*, vol. 11, pp. 168-175, 2018.
- [70] D. K. E. & Sustainability, «Final Project Report: Assesment of piezoelectric materials for roadway energy harvesting. Cost of energy and demonstration roadmap,» 2014.
- [71] F. J. Jiménez, Tesis doctoral, UPM, 2005.
- [72] G. Gautschi, Piezoelectric sensorics: force, strain, pressure, acceleration and acoustic emission sensors, materials and amplifiers, Springer, 2002.
- [73] A. M. González, Tesis doctoral, 1994.
- [74] Y. Xu, Ferroelectric materials and their applications, North Holland, 1991.
- [75] G. H. Haertling, «Ferroelectric ceramics: History and technology,» *J. Am. Ceram. Soc.*, vol. 82, nº 4, pp. 797-818, 1999.
- [76] N. Setter y et al, «Piezoelectric material devices,» de EPFL, 2002.
- [77] D. Damjanovic, G. Robert, J. Muller, M. Demartin, D. Taylor y N. Setter, «From ferroelectric ceramics an single crystals to thick and thin films:how domains wall processes control the piezoelectric and dielectric properties,» de *Proc. 12th IEEE Int. Sym. Appl. Ferroelectrics*, 2001.
- [78] K. Uchino, Piezoelectric actuator and ultrasonic motors, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [79] N. Aurelle, D. Guyomar, C. Richard, P. Gonnard y L. Eyraud, «Non linear behaviour of an ultrasonic transducer,» *Ultrasonic*, nº 34, pp. 187-191, 1994.
- [80] L. Petit, P. Gonnard y B. Grehant, «A piezomotor for the small actuator market,» de *ISAF-2000. IEEE Cat. No.00CH37076*, 2001.
- [81] L. Simon, S. Le-Dren y P. Gonnard, «PZT and PT screen-printed thick films,» *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 21, nº 1441-4, pp. 10-11, 2001.

- [82] L. Petit, N. Rizet, R. Briot y P. Gonnard, «Frequency behaviour and speed control of piezomotors,» *Sensors and Actuators A Physical*, vol. A80, nº 1, pp. 45-52, 2000.
- [83] L. Lebrun, L. Petit, R. Briot y P. Gonnard, «Electromechanical conversion in an ultrasonic motor using a non-axisymmetric (1,1) mode,» *Smart Materials and Structures*, vol. 6, nº 1, pp. 47-52, 1997.
- [84] L. Petit, R. Briot y P. Gonnard, «A multi mode piezomotor using a flextensional coupler,» *Smart Materials and Structures*, vol. 8, nº 2, pp. 167-174, 1999.
- [85] M. Brissaud, P. Gonnard, J. C. Bera y M. Sunyach, «Piezoelectric actuator for pulsating jets. Smart structures and materials,» de *SPIE proceedings series*, 2000.
- [86] S. Takashahi, Y. Sasaki, M. Umeda, K. Nakamura y S. Uhea, «Non linear behaviour in piezoelectric ceramic transducers,» de *Proc. 12th IEEE Int. Sym. Appl. Ferroelectrics*, 2001.
- [87] A. Kholkin, «Non linear piezoelectric response in lead zirconate-titanate PZT films,» *Ferroelectrics*, nº 238, pp. 235-243, 2000.
- [88] V. V. Shvartsman, A. L. Kholkin y N. A. Pertsev, «Piezoelectric nonlinearity of Pb(Zr,Ti)O₃ thin films probed by scanning force microscopy,» *Applied Physics Letters*, vol. 81, nº 16, pp. 3025-3027, 2002.
- [89] S. Le-Dren, A. Megriche, P. Gonnard y M. Troccaz, «Thick films on alumina substrates for piezoelectric devices applications,» *Ferroelectrics*, vol. 238, nº 1-4, pp. 791-798, 2000.
- [90] P. M. Chaplya y G. P. Carman, «The effect of mechanical prestress on dielectric and piezoelectric response of PZT-5H at high electric fields,» *ASME Aerospace Div.*, vol. 60, pp. 327-334, 2000.
- [91] J. d. Frutos, A. M. González, M. C. Duro y J. F. Fernández, «No linealidad en muestras ceramicas de PZT muy delgadas,» *Bol Soc. Esp. Ceram. Vid*, vol. 38, nº 5, pp. 507-509, 1999.
- [92] D. A. Hall y P. J. Stevenson, «High field dielectric behaviour of ferroelectric ceramics,» *Ferroelectrics*, vol. 228, nº 1-4, pp. 139-158, 1999.
- [93] V. Mueller, E. Fuchs y H. Beige, «Characterization of nonlinear properties of soft PZT piezoceramics,» *Ferroelectrics*, vol. 240, nº 1-4, pp. 1333-1340, 2000.
- [94] R. Pérez, E. Minguella y J. A. Gorri, «Weak nonlinearities in piezoelectric transducers. Equivalent circuits,» de *ISAF 1998. Proceedings of the Eleventh IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics Cat. No.98CH36245*, 1998.
- [95] R. Pérez, A. Albareda, E. Minguella y J. E. Garcia, «Anomalous behavior of nonlinearity in a piezoelectric resonator,» de *ISAF 1998. IEEE Cat. No.98CH36245*, 1998.
- [96] S. Takahashi, Y. Sasaki, M. Umeda, K. Nakamura y S. Ueha, «Nonlinear behavior in piezoelectric ceramic transducers,» de *ISAF 2000. IEEE Cat. No.00CH37076*, 2000.

- [97] P. Gonnard y L. Petit, «Non linear effects in piezoelectric materials,» *Boletin de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio*, vol. 41, nº 1, pp. 107-114, 2002.
- [98] D. A. Hall, «Nonlinearity in piezoelectric ceramics,» *Journal of Materials Science*, vol. 36, nº 19, pp. 4575-4601, 2001.
- [99] A. Albareda, P. Gonnard, V. Perrin, R. Briot y D. Guyomar, «Characterization of the mechanical nonlinear behavior of piezoelectric ceramics,» *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 47, nº 4, pp. 844-853, 2000.
- [100] P. M. Chaplya y G. P. Carman, «Investigation of energy absorption capabilities of piezoelectric ceramic,» *SPIE Proceedings*, vol. 4333, pp. 214-220, 2001.
- [101] V. Mueller y H. Beige, «Nonlinearity of soft PZT piezoceramic for shear and torsional actuator applications,» *ISAF 1998. IEEE Cat. No.98CH36245*, pp. 459-462, 1998.
- [102] P. Gonnard, «Investigation on dielectric, mechanical and piezoelectric non-linearities in piezoceramics through a new equivalent circuit,» de *ISAF 2000. IEEE Cat. No.00CH37076*, 2000.
- [103] G. Robert, D. Damjanovic y N. Setter, «Separation of nonlinear and friction like contributions to the piezoelectric hysteresis,» de *ISAF 2000. IEEE Cat. No.00CH37076*, 2001.
- [104] Q. Zhang, H. Wang, N. Kim y L. E. Cross, «Direct evaluation of domain wall and intrinsic contributions to the dielectric and piezoelectric response and their temperature dependence on PZT ceramics,» *J. Appl. Phys*, vol. 75, pp. 454-459, 1994.
- [105] V. Mueller, Y. Shchur, H. Beige, A. Fuith y S. Stepanow, «Non Debye domain wall response in KH₂PO₄,» *Europhysics Letters*, vol. 57, nº 1, pp. 107-112, 2002.
- [106] V. Mueller, Y. Shchur y H. Beige, «Logarithmic domain wall dispersion,» *Ferroelectrics*, vol. 269, pp. 201-206, 2002.
- [107] P. M. Chaplya y G. P. Carman, «Compression of piezoelectric ceramic at constant electric field: Energy absorption through non-180 degrees domain wall motion,» *Journal of Applied Physics*, vol. 92, nº 3, pp. 1504-1510, 2002.
- [108] C. P. M. y G. P. Carman, «Relation of the cracking phenomena in piezoelectrics to domain wall motion,» *SPIE Proceedings*, vol. 3324, pp. 154-160, 1998.
- [109] D. Damjanovic y M. Demartin, «The Rayleigh law in piezoelectric ceramics,» *J. Phys. D: Appl. Phys.*, vol. 29, pp. 2057-2060, 1996.
- [110] A. V. Melnikov, A. A. Nikulin y O. A. Aktsipetrov, «Hyper Rayleigh scattering by inhomogeneous thin films of Pb x(Zr 0.53Ti 0.47)O₃: disorder effects,» *Phy. Rev. B Condensed Matter and Materials Physics*, vol. 67, nº 13, pp. 134104-1-9, 2003.

- [111] G. Robert, D. Damjanovic, N. Setter y A. V. Turik, «Preisach modeling of piezoelectric nonlinearity in ferroelectric ceramics,» *Journal of Applied Physics*, vol. 89, nº 9, pp. 5067-5074, 2001.
- [112] G. Robert, D. Damjanovic y N. Setter, «Preisach distribution function approach to piezoelectric nonlinearity and hysteresis,» *Journal of Applied Physics*, vol. 90, nº 5, pp. 2459-2464, 2001.
- [113] S. S. N. Bharadwaja, A. Laha, S. Halder y S. B. Krupanidhi, «Reversible and irreversible switching processes in pure and lanthanum modified lead zirconate thin films,» *Mat. Sci. & Eng. B Solid State Materials for Advanced Technology*, vol. B94, nº 2-3, pp. 218-222, 2002.
- [114] F. Araoka, J. Thisayukta, K. Ishikawa, J. Watanabe y H. Takezoe, «Polar structure in a ferroelectric bent core mesogen as studied by second harmonic generation,» *Physical Review E Statistical, Nonlinear and Soft Matter Physics*, vol. 66, nº 2, pp. 021705/1-5, 2002.
- [115] S. Lakovlev, C. H. Solterbeck y M. Es Souni, «Doping and thickness effects on dielectric properties and subswitching behavior of lead titanate thin films,» *Applied Physics Letters*, vol. 81, nº 10, pp. 1854-1856, 2002.
- [116] D. Bolten, U. Bottger y R. Waser, «Influence of defects on the properties of a 2D ferroelectric: a Monte-Carlo simulation study,» *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 41, nº 11b, p. 7202, 2002.
- [117] V. Perrin, M. Troccaz y P. Gonnard, «Non linear behavior of the permittivity and of the piezoelectric strain constant under high electric field drive,» *Journal of Electroceramics*, vol. 4, nº 1, pp. 189-194, 2000.
- [118] G. Robert, D. Damjanovic y N. Setter, «Piezoelectric hysteresis analysis and loss separation,» *Journal of Applied Physics*, vol. 90, nº 9, pp. 4668-4675, 2001.
- [119] M. Kamlah, «Review Article: Ferroelectric and ferroelastic piezoceramics modeling of electromechanical hysteresis phenomena,» *Continuum Mech Thermodyn*, vol. 13, nº 4, pp. 219-268, 2001.
- [120] J. K. Na y M. A. Breazeale, «Ultrasonic nonlinear properties of PZT ceramics,» *J Acoust. Soc. Amer.*, vol. 95, pp. 3213-3221, 1994.
- [121] H. Beige y G. Smichdt, «Electromechanical resonances for investigating linear and non linear properties of dielectric,» *Ferroelectrics*, vol. 41, pp. 39-42, 1982.
- [122] S. Takahashi, M. Yamamoto y Y. Sasaki, «Nonlinear piezoelectric response in ferroelectric ceramics driven at resonant mode,» de *ISAF 1998. Proc. 11th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics Cat. No.98CH36245*, 1998.
- [123] V. Bobnar, Z. Kutnjak y A. Levstik, «Nonlinear dielectric response of relaxor PZT ceramics in a dc bias electric field,» *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 21, nº 10-11, pp. 1319-1322, 2001.

- [124] P. Gonnard, V. Perrin, R. Briot, D. Guyomar y A. Albareda, «Characterization of the piezoelectric ceramic mechanical nonlinear behavior,» de *ISAF 1998. Proc. 11th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics Cat. 98CH36245*, 1998.
- [125] G. Shirane y K. Suzuki, «Crystal structure of $\text{Pb}(\text{Zr-Ti})\text{O}_3$,» *J. Phys. Soc. Japan*, nº 7, p. 333, 1952.
- [126] B. Jaffe, R. S. Roth y S. Marzullo, «Piezoelectric properties of Lead zirconate-Lead titanate solid-solution ceramics,» *Journal of Applied Physics*, vol. 25, nº 6, pp. 809-810, 1954.
- [127] F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos, C. Pastor y M. Vázquez Rodríguez, «Cinemómetro Piezoeléctrico de Alta Exactitud (VUAE). High Accuracy Piezoelectric Kinemometer,» *Bol. Soc. Esp. Ceram. Vid.*, vol. 51, nº 1, pp. 37-44, Ene-Feb 2012.
- [128] M. Vázquez Rodríguez, F. J. Jiménez Martínez y J. de Frutos Vaquerizo, «Banco de pruebas para caracterizar la respuesta de materiales y dispositivos utilizados como sensores, transductores o como generadores de energía en aplicaciones de tráfico vial». España Patente ES 2 364 063 B2, 29 Enero 2013.
- [129] M. Vázquez Rodríguez, F. J. Jiménez Martínez y J. de Frutos, «Banco de ensayos para materiales piezoeléctricos en aplicaciones viales. Piezoelectric materials involved in road traffic applications test system,» *Bol. Soc. Esp. Ceram. Vid.*, vol. 50, nº 2, pp. 65-72, Marzo-Abril 2011.
- [130] F. J. Jiménez Martínez, J. de Frutos, D. Alonso y M. Vázquez, «Optimización de piezoeléctricos comerciales para su uso en sistemas de Energy Harvesting,» *Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio*, vol. 54, nº 6, pp. 247-253, Nov-Dic 2015.
- [131] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. 3rd edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [132] ABB, «Three-phase asynchronous motors. Technical Application Papers,» Asea Brown Boveri, 2008.
- [133] MOTOVARIO, «Reductores de tornillo sinfín,» 2017.
- [134] M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez, J. de Frutos y D. Alonso, «Piezoelectric energy harvesting computer controlled test bench,» *Review of Scientific Instruments*, vol. 87, p. 10, 2016.
- [135] F. J. Jiménez, M. Vázquez-Rodríguez, D. Alonso y J. de Frutos, «Virtual instrument to obtain an optimal linear model for piezoelectric elements involved in road traffic energy harvesting,» *Computer Standards & Interfaces*, vol. 51, pp. 1-13, 2017.
- [136] National Instruments Corporation, «NI 625X Specifications,» 2007.
- [137] A. V. Oppenheim y R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1989, pp. ISBN:0-13-216771-9.

- [138] M. Vázquez-Rodríguez, F. J. Jiménez y J. de Frutos, «Virtual instrument to obtain electrical models of piezoelectric elements used in energy harvesting,» *Advances in Applied Ceramics: Structural, Functional and Bioceramics*, 2017.
- [139] M. Marutake, «The days when piezoelectric PVDF was discovered,» *Ferroelectrics*, nº 171, pp. 5-6, 1995.
- [140] A. Kaligh, P. Zeng y C. Zheng, «Kinetic energy harvesting using piezoelectric and electromagnetic technologies-State of the art,» *IEEE Trns. on Ind. Electronics*, vol. 57, nº 3, p. 11, 2010.
- [141] K. A. Cook-Chenault, N. Thambi y A. M. Sastry, «Powering MEMS portable devices—a review of non-regenerative and regenerative power supply systems with special emphasis on piezoelectric energy harvesting systems,» *SMART MATERIALS AND STRUCTURES*, vol. 17, p. 34, 2008.
- [142] N. A. Kong, T. Cochran, D. Sam Ha, H. Lin y D. J. Inman, «A Self-powered Power Management Circuit for Energy Harvested by a Piezoelectric Cantilever,» de *APEC- IEEE*, Palm Springs, CA, 2010.
- [143] G. K. Ottman, H. F. Hofmann y G. A. Lesieutre, «Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Using Step-Down Converter in Discontinuous Conduction Mode,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 18, nº 2, p. 8, 2003.
- [144] D. Guyomar, A. Bade, E. Lefeuvre y C. Richard, «Toward Energy Harvesting Using Active Materials and Conversion Improvement by Nonlinear Processing,» *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 5, nº 4, p. 12, 2005.
- [145] H. Xiong, Piezoelectric energy harvesting for public roadways [Dissertation for the degree of doctor of philosophy in civil engineering], 2014.
- [146] H. Zhao, J. Ling y J. Yu, «A comparative analysis of piezoelectric transducers for harvesting energy from asphalt pavement,» *J Ceram Soc Jpn*, nº 317, p. 120–128, 2012.
- [147] M. Vázquez-Rodríguez, F. Jiménez Martínez y J. de Frutos, «Power generator models of piezoelectric materias. Modelización de materiales piezoeléctricos como generadores de energía,» *Bol Soc Esp Ceram Vidr*, vol. 51, nº 1, p. 25–36, 2012.
- [148] J. Liang y W. Liao, «Improved Design and Analysis of Self-Powered Synchronized Switch Interface Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 59, nº 4, p. 11, 2012.
- [149] N. KONG, D. S. HA, A. ERTURK y D. J. INMAN, «Resistive Impedance Matching Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting,» *JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES*, p. 11, 2010.
- [150] D. K. E. &. Sustainability, «Final project report: assessment of piezoelectric materials for roadway energy harvesting. Cost of energy and demonstration roadmap,» 2014.