



# **Sistema de recolección de energía proveniente del ambiente utilizando un sensor piezoeléctrico**

**Jonnathan Julián Forero Briceño  
José Álvaro Salazar Ibarra**

Universidad Antonio Nariño  
Facultad de Ingeniería Mecánica, Electrónica y Biomédica  
Bogotá, Colombia  
2020



# **Sistema de recolección de energía proveniente del ambiente utilizando un sensor piezoeléctrico**

**Jonnathan Julián Forero Briceño  
José Álvaro Salazar Ibarra**

Proyecto de grado presentado como requisito parcial para optar al título de:

**Ingeniero Mecatrónico**

Director:

Ing. Manuel Fernando Párraga Meneses. Msc.

Línea de Investigación:

Energías renovables y alternativas

Grupo de Investigación:

Grupo de Investigación en Bioinstrumentación y Control

Universidad Antonio Nariño

Facultad de Ingeniería Mecánica, Electrónica y Biomédica

Bogotá, Colombia

2020



## **Agradecimientos**

A nuestros padres, quienes nos apoyaron durante el proceso de formación profesional y nos inspiraron a la culminación de la misma.

Agradecemos al Ing. Manuel Párraga, quien nos inspiró e introdujo en la investigación de esta temática. Además, por habernos guiado no solo en el desarrollo del presente trabajo, sino a lo largo de nuestra carrera universitaria.

Agradecemos también, al Ing. Diego Calero, quien con sus numerosos aportes nos permitió desarrollar habilidades complementarias, las cuales fueron cruciales para la culminación exitosa del trabajo investigativo.

Finalmente, a la planta profesoral y los diferentes espacios de la Universidad que permitieron nuestra evolución como personas y como profesionales.



## Resumen

La recolección de energía proveniente del ambiente generalmente de fuentes no utilizadas se hace indispensable en una sociedad con una creciente demanda energética. En la mayoría de casos estas fuentes presentan cantidades limitadas de energía, que puede ser usada en dispositivos de bajo consumo y en áreas con acceso limitado. Como solución a este tipo de problemas se desarrollan tecnologías capaces de aprovechar esta energía, gracias a la creación de sistemas autoalimentados que además presentan un mejor impacto en el ambiente.

Incurriendo en esta tecnología se postulan dos dispositivos, como lo son el SPV1050 y el ADP5091, capaces de almacenar, gestionar, y suministrar la energía recolectada por transductores específicos: celdas fotovoltaicas y sensores piezoeléctricos.

En simultáneo, se analiza el comportamiento de un recolector de energía acústico. A partir de su simulación en la herramienta CAE de Ansys, resolviendo el problema de forma desacoplada, se obtiene la respuesta modal de un resonador Helmholtz con sección hexagonal. Así mismo, se consigue la respuesta modal y en voltaje del voladizo piezoeléctrico bimorfo en serie. El análisis realizado tiene la finalidad de encontrar el comportamiento del sistema de recolección para una implementación futura, haciendo uso de alguno de los sistemas de gestión propuestos.

**Palabras clave:** Energía, recolección de energía, gestión de energía, sistemas autoalimentados, generador piezoeléctrico, viga en voladizo, vibración.

## Abstract

Energy harvesting coming from the environment generally from unused sources is essential in a society with growing energy demand. In most cases, these sources have limited amounts of energy, which can be used in low-power devices and limited access areas. As a solution to this type of problem, technologies capable of taking advantage of this energy are developed, thanks to the creation of self-powered systems that also have a better impact on the environment.

Entering in this technology two devices are postulated, the SPV1050 and the ADP5091, capable of storing, managing, and supplying the energy collected by specific transducers: photovoltaic cells and piezoelectric sensors.

Simultaneously, the behavior of an acoustic energy harvester is analyzed. From its simulation in the Ansys CAE tool, solving the problem in a decoupled way, the modal response of a Helmholtz resonator with the hexagonal section is obtained. Likewise, the modal and voltage response of the series bimorph piezoelectric cantilever beam is achieved. The analysis carried out has the purpose of finding the behavior of the collection system for future implementation, making use of some of the proposed management systems.

**Keywords: Energy, energy harvesting, power management, self-powered systems, piezoelectric generator, cantilever beam, vibration.**



# Contenido

<b>1. Capítulo 1: Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1 Estado del arte .....	3
1.1.1 Conversión de energía mecánica a eléctrica .....	5
1.1.2 Gestión de energía .....	10
1.1.3 Rectificación de voltaje .....	11
1.1.4 Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).....	14
1.1.5 Almacenamiento de energía eléctrica .....	15
1.1.6 Suministro de micro energía eléctrica .....	16
1.2 Planteamiento del problema .....	19
1.3 Objetivos .....	21
1.3.1 Objetivo general.....	21
1.3.2 Objetivos específicos .....	21
<b>2. Capítulo 2: Marco conceptual y teórico .....</b>	<b>22</b>
2.1 Resonador.....	22
2.1.1 Caracterización de la masa.....	23
2.1.2 Caracterización de la longitud efectiva del cuello .....	23
2.1.3 Caracterización de la rigidez.....	23
2.1.4 Caracterización de la resistencia del resonador.....	24
2.1.5 Frecuencia de resonancia.....	24
2.2 Piezoelectricidad .....	25
2.2.1 Principio del efecto piezoeléctrico .....	25
2.2.2 Consideraciones termodinámicas .....	26
2.2.3 Leyes para materiales piezoeléctricos lineales .....	29
2.2.4 Materiales piezoeléctricos.....	31
2.2.4.1 Monocristal.....	33
2.3 Modelo analítico de un recolector piezoeléctrico bimorfo en voladizo .....	35
2.3.1 Análisis en el dominio del tiempo .....	36
2.3.2 Análisis en el dominio de la frecuencia .....	39
2.3.3 Error relativo .....	41
2.4 Gestión de energía.....	41
2.4.1 SPV1050.....	41
2.4.2 ADP5091.....	48
<b>3. Capítulo 3: Metodología.....</b>	<b>56</b>
3.1 Etapa 1: Fundamentación teórica.....	56
3.2 Etapa 2: Diseño del resonador Helmholtz .....	56
3.2.1 Análisis acústico del resonador.....	59
3.2.2 Análisis estructural del resonador .....	63
3.2.3 Análisis acústico acoplado .....	65

3.3	Etapa 3: Modelado y simulación del sensor .....	67
3.3.1	Dimensiones y propiedades del sensor .....	67
3.3.2	Condiciones de simulación .....	68
3.3.3	Respuesta del sensor sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico 68	
3.3.4	Respuesta del sensor sin resistencia de carga con acoplamiento piezoeléctrico .....	71
3.3.5	Respuesta del sensor con resistencia de carga.....	76
3.4	Etapa 4: Multiplicador de voltaje Dickson .....	86
3.5	Etapa 5: Planteamiento de los subsistemas de gestión y suministro de energía 88	
3.5.1	Sistema de gestión de energía SPV1050 .....	90
3.5.2	Sistema de gestión de energía ADP5091 .....	92
3.5.3	Comparación dispositivos PMC .....	95
3.5.4	Tarjetas de desarrollo.....	95
3.6	Etapa 6: Análisis de resultados .....	102
3.6.1	Comportamiento acústico .....	102
3.6.2	Respuesta piezoeléctrica .....	102
3.6.3	Análisis de la potencia suministrada.....	105
<b>4.</b>	<b>Conclusiones y recomendaciones .....</b>	<b>109</b>
4.1	Conclusiones .....	109
4.2	Recomendaciones .....	110

## Lista de figuras

<b>Figura 1-1:</b> Taxonomía de las fuentes de recolección de energía (Shaikh & Zeadally, 2016) (Díez et al., 2018) (Zhou et al., 2018).....	4
<b>Figura 1-2:</b> Fuentes de vibración (Sarker et al., 2019).....	5
<b>Figura 1-3:</b> Generación electromagnética (Edy Susanto, 2019).....	6
<b>Figura 1-4:</b> Generación electrostática (Edy Susanto, 2019).....	7
<b>Figura 1-5:</b> Efecto piezoeléctrico directo e inverso (H. Wei et al., 2018).....	7
<b>Figura 1-6:</b> Modos 31 y 33 para piezoeléctricos en voladizo (Liu et al., 2018).....	8
<b>Figura 1-7:</b> Elementos comunes de un PMC.....	11
<b>Figura 1-8:</b> Métodos de rectificación (Cansiz et al., 2019).....	12
<b>Figura 1-9:</b> Multiplicadores de voltaje (Barroca et al., 2013).....	13
<b>Figura 1-10:</b> Transformador ideal y sus símbolos esquemáticos (Chapman, 2014).....	14
<b>Figura 1-11:</b> Operación de una batería (X. Luo et al., 2015).....	15
<b>Figura 1-12:</b> Condensador electroquímico de doble capa (Lu, 2013).....	16
<b>Figura 1-13:</b> Diagrama funcional del regulador lineal (Simpson, 2011).....	17
<b>Figura 1-14:</b> Regulador de voltaje en serie (Kazimierczuk, 2016).....	17
<b>Figura 1-15:</b> Regulador de voltaje en derivación.....	18
<b>Figura 1-16:</b> Circuito de convertidor Buck (F. L. Luo & Ye, 2018).....	18
<b>Figura 1-17:</b> Circuito de convertidor Boost.....	19
<b>Figura 1-18:</b> Circuito de convertidor Buck-Boost (F. L. Luo & Ye, 2018).....	19
<b>Figura 1-19:</b> Diagrama de bloques para fuente de energía alternativa recolectada del medio ambiente.....	20
<b>Figura 2-1:</b> Esquema básico de un resonador Helmholtz.....	22
<b>Figura 2-2</b> Estructura simplificada de cuarzo cristalinos del SiO <sub>2</sub> con electrodos en las caras superior e inferior.....	25
<b>Figura 2-3</b> Diagrama de Hackmann.....	28
<b>Figura 2-4</b> Clasificación de los cristales dependiendo de algunas propiedades cristalinas (Newnham, 1992).....	32
<b>Figura 2-5:</b> Configuración en voladizo para (a) conexión en serie y (b) conexión en paralelo de las capas piezocerámicas.....	36
<b>Figura 2-6:</b> Representación del circuito eléctrico para la conexión en serie de las capas piezocerámicas.....	38
<b>Figura 2-7</b> Diagrama de bloques del SPV1050.....	42
<b>Figura 2-8</b> Esquema eléctrico para utilizar la configuración del convertidor tipo Boost.....	44
<b>Figura 2-9</b> Gráfica de entrega de potencia versus el voltaje en el pin STORE.....	45
<b>Figura 2-10</b> Configuración Buck-Boost en el dispositivo spv1050.....	45

<b>Figura 2-11</b> Inicio del dispositivo en configuración Buck-Boost. ....	46
<b>Figura 2-12:</b> Diagrama de bloques detallado del ADP5091 .....	48
<b>Figura 2-13:</b> Secuencia del arranque en frío .....	49
<b>Figura 2-14:</b> Configuración de parámetros .....	54
<b>Figura 3-1:</b> Esquema a gran escala del dispositivo. ....	57
<b>Figura 3-2:</b> Resonador <i>Helmholtz</i> adecuado para el dispositivo recolector. ....	58
<b>Figura 3-3:</b> Resonador con radio del cuello de incidencia reducido, $r_o = 0.51$ cm. ....	59
<b>Figura 3-4:</b> Resonador a utilizar en el diseño del recolector de energía, $r_o = 0.67$ cm. ..	60
<b>Figura 3-5:</b> Resonador con radio del cuello de incidencia ampliado, $r_o = 2.03$ cm. ....	60
<b>Figura 3-6:</b> Vista de la presión acústica interior del resonador Helmholtz a utilizar.....	61
<b>Figura 3-7:</b> Presión acústica en el centro del resonador a lo largo del volumen acústico. .....	61
<b>Figura 3-8:</b> Nivel de presión acústica respecto a la frecuencia. ....	62
<b>Figura 3-9:</b> Presión acústica respecto a la frecuencia del volumen interno.....	62
<b>Figura 3-10:</b> Primer modo fundamental en el análisis estructural del envase. ....	63
<b>Figura 3-11:</b> Segundo modo fundamental en el análisis estructural del envase. ....	63
<b>Figura 3-12:</b> Tercer modo fundamental en el análisis estructural del envase. ....	64
<b>Figura 3-13:</b> Deformación en función de la frecuencia del envase del resonador aplicando una presión acústica. ....	64
<b>Figura 3-14:</b> Deformación en una vista transversal del envase. ....	65
<b>Figura 3-15</b> Esfuerzo generado por la presión acústica en función de la frecuencia.....	65
<b>Figura 3-16</b> Análisis modal del resonador acoplado el volumen interno y el envase....	66
<b>Figura 3-17</b> Modos fundamentales del envase y el volumen interno. ....	66
<b>Figura 3-18:</b> Vista transversal de la presión acústica del sistema acoplado. ....	66
<b>Figura 3-19:</b> Vista isométrica del (a) sensor y (b) la malla elaborada en Ansys.....	69
<b>Figura 3-20:</b> Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico .....	69
<b>Figura 3-21:</b> Desplazamiento relativo para el modo de vibración 2, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico .....	70
<b>Figura 3-22:</b> Desplazamiento relativo para el modo de vibración 3, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico .....	70
<b>Figura 3-23:</b> Desplazamiento relativo para el modo de vibración 4, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico .....	71
<b>Figura 3-24:</b> Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga.....	72
<b>Figura 3-25:</b> Desplazamiento relativo para el modo de vibración 2, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga.....	72
<b>Figura 3-26:</b> Desplazamiento relativo para el modo de vibración 3, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga.....	73

**Figura 3-27:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 4, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga .....73

**Figura 3-28:** Deformación total para el modo 1 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga .....74

**Figura 3-29:** Deformación total para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga .....75

**Figura 3-30:** Deformación total para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga .....75

**Figura 3-31:** Deformación total para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga .....76

**Figura 3-32:** Mallado realizado al conectar la resistencia de carga .....76

**Figura 3-33:** Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ.....77

**Figura 3-34:** Desplazamiento relativo para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ.....78

**Figura 3-35:** Desplazamiento relativo para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ.....78

**Figura 3-36:** Desplazamiento relativo para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ.....79

**Figura 3-37:** Deformación total para el modo 1 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ .....79

**Figura 3-38:** Deformación total para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ .....80

**Figura 3-39:** Deformación total para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ .....80

**Figura 3-40:** Deformación total para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ .....81

**Figura 3-41:** Voltaje generado en el primer modo, con resistencia de carga de 10 kΩ ...81

**Figura 3-43:** Voltaje generado para (a) primer y (b) segundo modo con resistencia de carga de 100 kΩ.....82

**Figura 3-44:** Voltaje generado para (a) primer y (b) segundo modo con resistencia de carga de 1 GΩ.....83

**Figura 3-45:** Corriente respecto al voltaje como respuesta simplificada y linealizada del sensor, y acercamiento a la información recolectada mediante la herramienta CAE de Ansys. ....85

**Figura 3-46:** Equivalente Thévenin del sensor.....86

**Figura 3-47:** Transferencia de potencia para una carga resistiva.....86

**Figura 3-48:** Esquemático de la aplicación del multiplicador Dickson de 1 etapa.....87

**Figura 3-49:** Voltaje de salida del multiplicador respecto a la resistencia de carga .....87

**Figura 3-50:** Potencia de salida respecto a la resistencia de carga .....88

**Figura 3-51:** Eficiencia del PMC respecto a la corriente de entrada. ....91

**Figura 3-52:** Modulación de frecuencia de pulso para el convertidor Boost al suministrar 200 μA.....92

<b>Figura 3-53:</b> MPPT en modo de detección dinámica .....	93
<b>Figura 3-54:</b> Arranque en frío con capacitor de 100 $\mu$ F .....	93
<b>Figura 3-55:</b> Arranque en el modo híbrido .....	94
<b>Figura 3-56:</b> Eficiencia del ADP5091 respecto al voltaje de entrada, para $I_{IN} = 10 \mu$ A... 94	
<b>Figura 3-57:</b> Representación en 3D de la tarjeta de desarrollo del ADP5091 .....	101
<b>Figura 3-58:</b> Representación 3D de la tarjeta de desarrollo del SPV1050 .....	101
<b>Figura 3-59:</b> Frecuencia de resonancia del resonador Helmholtz al variar el radio del cuello .....	102
<b>Figura 3-60:</b> Análisis desacoplado del sensor piezoeléctrico.....	103
<b>Figura 3-61:</b> Voltaje pico en la carga respecto a la resistencia de carga .....	104
<b>Figura 3-62:</b> Densidad de potencia respecto a la resistencia de carga.....	104
<b>Figura 3-63:</b> Eficiencia del multiplicador Dickson respecto a la resistencia de carga ....	107

## Lista de tablas

<b>Tabla 1-1:</b> Comparación entre los tipos de recolección de energía vibratoria (Khan & Qadir, 2016) .....	9
<b>Tabla 2-1:</b> Notación usada en el diagrama de Heckmann Figura 2-3 (Newnham, 1992).28	
<b>Tabla 2-2</b> Sistemas cristalográficos con abreviación de acuerdo con la notación de Hermann–Mauguin (Newnham, 1992).....	32
<b>Tabla 2-3</b> Cuarzos e información adicional sobre los monocristales (Newnham, 1992). .33	
<b>Tabla 2-4</b> Parámetros de material piezoeléctrico, densidad del material constantes de elasticidad relativa permeabilidad y contantes piezoeléctricas bajo esfuerzo constante. .35	
<b>Tabla 2-5:</b> Configuración del modo de trabajo de salida regulada.....	51
<b>Tabla 2-6:</b> Opciones de voltaje de salida en el pin <i>VID</i> .....	52
<b>Tabla 3-1:</b> Frecuencia del resonador Helmholtz al variar el radio del cuello .....	59
<b>Tabla 3-2:</b> Geometría y propiedades del sensor .....	67
<b>Tabla 3-3:</b> Frecuencias modales para los primeros 4 modos de vibración sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico .....	71
<b>Tabla 3-4:</b> Frecuencias modales para los primeros 4 modos de vibración con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga.....	74
<b>Tabla 3-5:</b> Resultados obtenidos para el análisis modal .....	84
<b>Tabla 3-6:</b> Componentes del multiplicador Dickson de 1 etapa .....	87
<b>Tabla 3-7:</b> Comparación entre dispositivos de gestión de energía .....	95
<b>Tabla 3-8:</b> Características de los PCB .....	95
<b>Tabla 3-9:</b> Listado de componentes requeridos por la tarjeta de desarrollo del SPV1050 .....	96
<b>Tabla 3-10:</b> Listado de componentes requeridos por la tarjeta de desarrollo del ADP5091 .....	97
<b>Tabla 3-11:</b> Incremento porcentual de las frecuencias modales anisotrópicas .....	103
<b>Tabla 3-12:</b> Comparación entre el divisor del equivalente Thévenin y el voltaje obtenido mediante el análisis FEA en Ansys.....	103
<b>Tabla 3-13</b> Estimación de tiempo requerido para que el dispositivo recolector alimente por una hora a un dispositivo electrónico.....	106
<b>Tabla 3-14:</b> Estimación de tiempo requerido para que el dispositivo recolector alimente por una hora a un dispositivo electrónico, considerando las eficiencias de rectificación y gestión de energía.....	108

## Lista de Símbolos y abreviaturas

### Símbolos con letras latinas

Símbolo	Término	Unidad SI	Definición
$A$	Ganancia acústica	1	Ecuación 2-10
$A_s$	Sección transversal del cuello	$m^2$	$\pi r_o^2$
$C^{E,T}$	Calor por unidad de volumen	$\frac{J}{m^3N}$	Sección 2.2.2 Tabla 2-1
$d_{ijn}^{T,\theta}$	Constante de deformación piezoeléctrica	$\frac{m}{V}$	Sección 2.2.2 Ecuación 2-37
$D_m$	Intensidad de flujo eléctrico	$\frac{C}{m^2}$	Sección 2.2.2 Tabla 2-1
$E_n$	Intensidad del campo eléctrico	$\frac{V}{m}$	Sección 2.2.2 Tabla 2-1
$e_{nkl}^\theta$	Constante de esfuerzo piezoeléctrica	$\frac{N}{Vm}$	Sección 2.2.2 Ecuación 2-38
$f^H$	Frecuencia del resonador Helmholtz	Hz	Sección 3.2 Ecuación 2-9
$f_r$	Frecuencia modal	Hz	$\frac{\omega_r}{2\pi}$
$L_{ef}$	Longitud efectiva del cuello	m	Sección 2.1.2
$m_{ef}$	Masa efectiva	kg	Sección 2.1.1
$r_o$	Radio del cuello	m	Sección 2.1.2
$s_{ijkl}^{E,\theta}$	Compliance elástica	$\frac{m^2}{N}$	Sección 2.2.2 Ecuación 2-35
$S_{kl}$	Deformación mecánica	1	Sección 2.2.2 Tabla 2-1
$T_{kl}$	Esfuerzo mecánico	$\frac{N}{m^2}$	Sección 2.2.2 Tabla 2-1
$u$		1	Sección 2.1.3
$V$	Volumen de la cavidad	$m^3$	Sección 2.1
$\bar{V}_{\bar{p}}$	Volumen del sensor	$m^3$	Sección 3.3.1
$V_{th}$	Voltaje Thévenin del sensor	V	Sección 3.3.5
$V_{th}^D$	Voltaje Thévenin al acoplar el multiplicador	V	Sección 3.4
$v$	Velocidad del sonido en el aire	$\frac{m}{s}$	343.2



## Símbolos con letras griegas

Símbolo	Término	Unidad SI	Definición
$\alpha$	Constante de amortiguamiento proporcional a la masa	$\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	Sección 3.3.2
$\alpha_s$	Voltaje multimodo en traslación	$\frac{\text{V}}{\text{m/s}^2}$	Ecuación 2-55
$\alpha_{kl}^{E,\vartheta}$	Coefficientes de expansión térmica	$\frac{1}{\text{K}}$	Sección 2.2.2
$\beta$	Constante de amortiguamiento proporcional a la rigidez	$\frac{\text{s}}{\text{rad}}$	Sección 3.3.2
$\beta_r$	Constante modal	1	Ecuación 2-43
$\delta$	Desplazamiento del pistón	m	Sección 2.1.3
$\epsilon_{mn}^{T,\vartheta}$	Permitividad eléctrica	$\frac{\text{F}}{\text{m}}$	Sección 2.2.2 Ecuación 2-39
$\zeta_r$	Amortiguación mecánica modal	1	Ecuación 2-54
$\eta_{\text{parc}}$	Eficiencia parcial	%	Sección 3.6.3
$\eta_{\text{pmc}}$	Eficiencia del PMC	%	Sección 3.6.3
$\eta_{\text{rect}}$	Eficiencia del multiplicador Dickson	%	Figura 3-63
$\eta_r$	Función propia modal	$\text{m}\sqrt{\text{kg}}$	Ecuación 2-52
$\vartheta$	Temperatura	K	Sección 2.2.2
$\nu_s$	Acoplamiento	$\frac{\text{Nm}}{\text{V}}$	Sección 2.3.1
$\kappa_r$	Acoplamiento modal	$\frac{\text{N}\sqrt{\text{kg}}}{\text{V kg}}$	Ecuación 2-48
$\lambda_r$	Valores propios	1	Ecuación 2-45
$\mu_s$	Voltaje multimodo en rotación	$\frac{\text{V}}{\text{rad/s}^2}$	Ecuación 2-56
$\pi_n^T$	Coefficientes piroeléctricos	$\frac{\text{V}}{\text{mK}}$	Sección 2.2.2
$\rho_n^{T,\vartheta}$	Coefficientes piroeléctricos	$\frac{\text{C}}{\text{m}^2\text{K}}$	Sección 2.2.2
$\rho_o$	Densidad del fluido en el cuello	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	Sección 2.1.1
$\rho_{\tilde{p}}$	Densidad del piezocerámico	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	Sección 3.3.1
$\rho_s$	Densidad del sustrato	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	Sección 3.3.1
$\varrho$	Densidad de potencia	$\frac{\text{W}}{\text{m}^3}$	Sección 3.6.2
$\sigma_r$	Constante modal en traslación	$\sqrt{\text{kg}}$	Sección 2.3.2
$\tau_{ij}^E$	Coefficiente de esfuerzo térmico	$\frac{\text{N}}{\text{m}^2\text{K}}$	Sección 2.2.2
$\tau_r$	Constante modal en rotación	$\text{m}\sqrt{\text{kg}}$	Sección 2.3.2
$\phi_r$	Función propia modal	$\frac{\sqrt{\text{kg}}}{\text{kg}}$	Ecuación 2-42
$\chi_r$	Acoplamiento electromecánico modal	$\frac{\text{N}\sqrt{\text{kg}}}{\text{V kg}}$	Ecuación 2-49
$\psi_s$	Desplazamiento transversal en rotación	$\frac{\text{m}}{\text{rad/s}^2}$	Ecuación 2-58
$\omega_r$	Frecuencia modal	$\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	Ecuación 2-44

## Subíndices

Subíndice	Término
i, j, k, l, m, n	Direcciones en el espacio $\{i, j, k, l, m, n\} = \{1, 2, 3\}$
o	Cuello del resonador
$\tilde{p}$	Piezocerámico
r	Modo r de vibración
s	Conexión en serie (de las capas piezocerámicas)
$\tilde{s}$	Sustrato

## Superíndices

Superíndice	Término
D	Dickson
E	Intensidad de campo eléctrico constante
H	Helmholtz
$\vartheta$	Temperatura constante
T	Tensión mecánica constante

## Abreviaturas

Abreviatura	Término
1.LT	Primera ley de la termodinámica
CAE	Computer Aided Engineering
CMOS	Complementary metal-oxide-semiconductor
FEA	Finite Element Analysis
EDA	Electronic Design Automation
EH	Energy Harvesting
LDO	Low Dropout
MEMS	Micro-electro-mechanical systems
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PCB	Printed Circuit Board
PMC	Power Management Circuit
PVDF	Fluoruro de polivinilideno
PZT	Tanato de zirconato de plomo

# 1. Capítulo 1: Introducción

Con el paso del tiempo la humanidad ha desarrollado innumerables avances tecnológicos en diferentes áreas como la mecánica, hidráulica, ciencia de materiales, etc. Dentro de los cuales se destacan los dispositivos electrónicos, que año a año han aumentado su importancia hasta el punto en que se hacen indispensables para el modo de vida de la sociedad. Volviéndose irremplazables para ciertas aplicaciones, ya que pueden llegar a sustituir parcial o completamente un sistema biológico como en el caso del páncreas artificial o los marcapasos.

En este sentido, se facilitan y asisten múltiples tareas cotidianas como alarmas, comunicación rápida, información, multimedia, etc. En cuyos casos los dispositivos electrónicos suelen ser móviles para que los usuarios puedan desplazarse sin afectar sus actividades. Los dispositivos mencionados requieren de energía generalmente almacenada en baterías, esta energía es principalmente generada por fuentes con impacto negativo en el ambiente.

Por otro lado, en el ambiente existen diversas fuentes de energía que no son aprovechadas, así que la recolección de esta energía se ha denominado como *Energy Harvesting* (EH), con dispositivos que se encargan de recolectar energía de la naturaleza o energía artificial (Jamadar et al., 2017), debido a que tienen como objetivo esencial hacer uso de los fenómenos físicos de la naturaleza como el principio de la conservación del momento, el equilibrio térmico, la conservación de la energía, los efectos Seebeck, piezoeléctrico y fotovoltaico (Camilo & Restrepo, 2015); para transformar un tipo de energía en otra y así recolectar pequeñas cantidades de energía, que puede ser aprovechada por diferentes dispositivos de bajo consumo.

Las civilizaciones humanas se caracterizan por tener sociedades que se agrupan en lugares como ciudades o pueblos; para el 2018 estos lugares contenían cerca de un 55% de la población y se espera que aumente en proporción un 13% para el 2050 (Noticias ONU, 2018), gracias a esta densidad poblacional en las ciudades hay un potencial de uso

---

significativo para las fuentes de recolección de energía ya que hay una concentración de dispositivos móviles que requieren de energía y están en constante uso en zonas urbanas, industriales o comerciales. En estas zonas está disponible diferentes formas de energía aprovechable como térmica, movimiento, vibración, entre otras, algunas son consideradas como contaminación, un ejemplo es la energía acústica que también se puede denominar “ruido ambiente”, el cual se caracteriza por la emisión de ondas mecánicas producidas por la propagación de una onda de presión en el aire, producidas por sistemas transporte, actividades comerciales e industriales. La ciudad de Bogotá D.C se caracteriza por tener una densidad media de 24.643 personas por kilómetro cuadrado (Yunda, 2018), debido a esto se encuentra que el nivel de sonido promedio va desde los 70 dB hasta los 80 dB, proveniente de diferentes fuentes móviles (tráfico rodado, tráfico aéreo, perifoneo) y fuentes fijas (establecimientos de comercio abiertos al público, grandes industrias, construcciones, etc.)(*Ruido - Secretaria Distrital de Ambiente, 2014*), los cuales no se aprovechan adecuadamente.

Como solución a lo anterior, los dispositivos capaces de trasladarse en estos ambientes son los recolectores que aprovechan el fenómeno piezoeléctrico que transforman la energía mecánica del sonido en energía eléctrica: diseño que se lleva a cabo en el presente documento donde se exponen las etapas de recolección como respuesta a la necesidad de acondicionamiento en la transformación de energía. Esto se aplica para un resonador antes de llegar al sensor gracias a la mejora de las condiciones externas, para que el piezoeléctrico pueda realizar de manera eficiente la conversión de energía acústica al hacer coincidir las frecuencias resonantes (Noh et al., 2013; Pillai & Ezhilarasi, 2016); respecto al almacenamiento, se debe contar con sistemas de protección para no afectar el tiempo de vida de la batería con diferentes técnicas de carga (Serhan & Ahmed, 2018) y con la gestión de energía se posibilita la mayor transferencia disponible reduciendo el desaprovechamiento energético. La justificación de estas etapas en los dispositivos Harvesting se basa en la disminución de las pérdidas en la recolección de la energía por medio de técnicas o dispositivos de baja potencia (Daniels et al., 2013; Shu & Lien, 2006). Cada una requiere de elementos electrónicos que están diseñados para tener un bajo consumo energético, debido al condicionante de almacenar la mayor energía posible que ha sido recolectada.

Debido al aprovechamiento de la energía acústica y las conversiones entre tipos de energía, se debe realizar un análisis multi físico, que considere el dominio acústico,

mecánico y eléctrico. Una herramienta para realizar una simulación adecuada y aproximada a la realidad es ANSYS que mediante el método de elementos finitos permite realizar un análisis mecano-acústico y electro-mecánico. Partiendo de los resultados del análisis modal y armónico, se busca identificar las frecuencias resonantes de operación, tanto para el resonador Helmholtz como para el sensor, para obtener la respuesta en voltaje del sensor piezoeléctrico. Considerando los resultados finales, se busca obtener una representación equivalente para proponer dispositivos capaces de administrar esa energía recolectada y para su adecuado almacenamiento.

## 1.1 Estado del arte

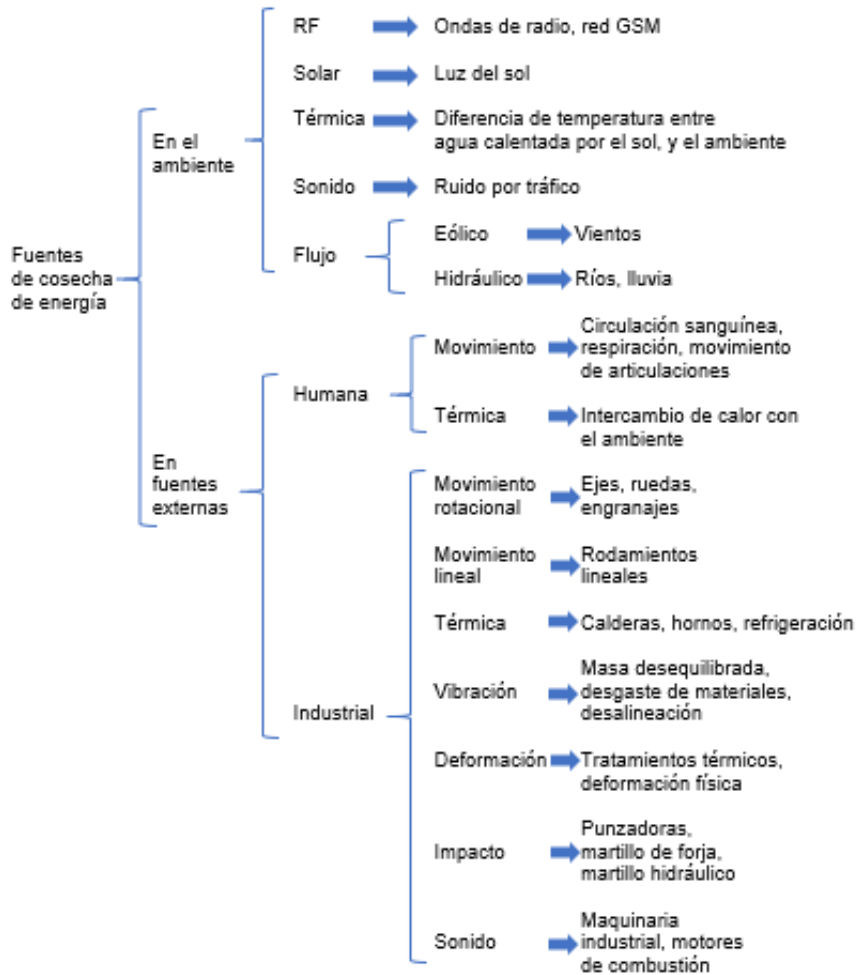
La obtención y almacenamiento de la energía que proviene de la naturaleza se trabaja recientemente como una solución para el uso óptimo de los recursos energéticos presentes en el ambiente. Estos recursos pueden llegar a ser empleados por dispositivos móviles de bajo consumo que requieren de una fuente de energía constante, que generalmente proviene de fuentes convencionales y en menor proporción de fuentes alternativas (Bizon et al., 2017).

Debido al escaso desarrollo tecnológico en ciertas áreas de las energías alternativas se obliga al usuario a recargar de forma convencional los elementos de almacenamiento de energía presentes en los diferentes dispositivos, limitando su portabilidad, y estancando el desarrollo de dispositivos autoalimentados. Además, las fuentes convencionales como la red eléctrica, generan energía con un impacto negativo en el ambiente, en comparación con fuentes de energía renovable (Ahmadi et al., 2019).

En este sentido, se pueden identificar múltiples fuentes con posibilidad de recolección de micro energía: movimiento y vibración, electromagnética, térmica, gradientes de presión, micro flujo de agua, radiación electromagnética o RF, solar y lumínica, y fuentes de carácter biológico (Bai et al., 2018) (Obidike et al., 2019).

Se clasifica con base en la disponibilidad de la energía: cuando está presente en el ambiente, de uso libre y gratuito; y cuando se encuentra en fuentes externas, proveniente de las actividades humanas y de las industrias (Shaikh & Zeadally, 2016), ver Figura 1-1.

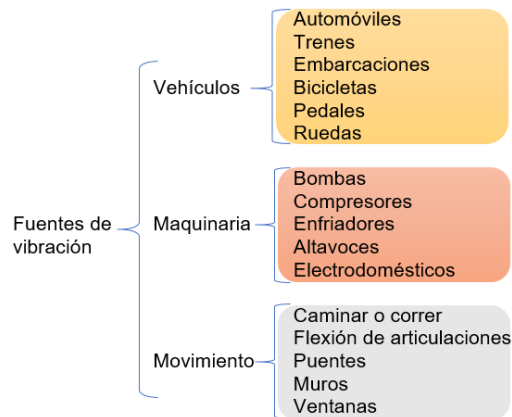
**Figura 1-1:** Taxonomía de las fuentes de recolección de energía (Shaikh & Zeadally, 2016) (Díez et al., 2018) (Zhou et al., 2018).



Fuente *Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review.*

No obstante, se presentan importantes limitaciones en la recolección de energía. Cuando proveniente del sol, se presentan fluctuaciones en la intensidad de la luz con gran dependencia en el clima y sin implementación en interiores. Para las cosechadoras termoeléctricas, se necesita de un gran diferencial de calor (Sarker et al., 2019).

Por otro lado, las fuentes de vibración lucen prometedoras ya que, en comparación, se encuentran presentes en casi todas partes y en grandes cantidades, desde electrodomésticos hasta maquinaria industrial (Khan & Qadir, 2016), ver Figura 1-2.

**Figura 1-2:** Fuentes de vibración (Sarker et al., 2019)

Fuente *Review of piezoelectric energy harvesting system and application of optimization techniques to enhance the performance of the harvesting system.*

### 1.1.1 Conversión de energía mecánica a eléctrica

En los denominados sistemas de cosecha de macro energía se pueden generar desde kW hasta MW con las plantas de recolección de energía renovable, aprovechando la energía eólica, solar, y otras. Mientras que la recolección de microenergía basada en vibración genera un rango de potencia de  $\mu\text{W}$  a mW (Mohanty et al., 2019).

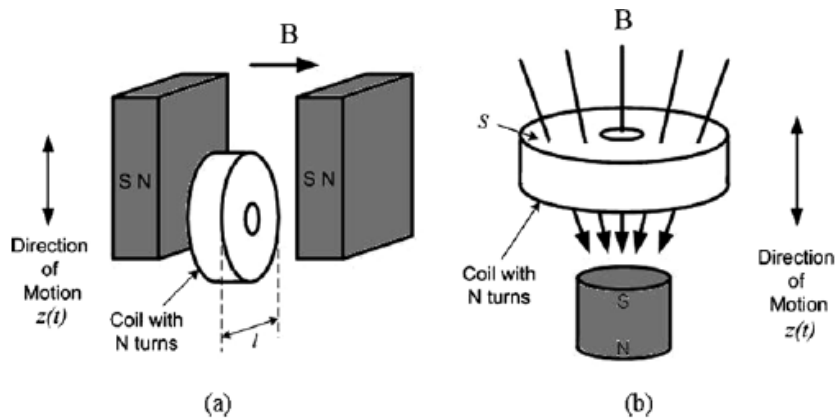
Para la recolección de esta energía se requiere de un mecanismo de transducción que se fundamenta en la inducción electromagnética, la inducción electrostática y el efecto piezoeléctrico directo (C. Wei & Jing, 2017).

A su vez, se precisa de un sistema mecánico que acople los desplazamientos ambientales al mecanismo mencionado. El diseño de este sistema debe maximizar el acoplamiento entre la fuente y el mecanismo de transducción (Hehn & Manoli, 2015).

#### ▪ Conversión electromagnética

La inducción electromagnética fue descubierta en 1821 por Michael Faraday, el principio de este fenómeno establece que se induce una corriente eléctrica en un conductor al presentarse una variación en el flujo magnético a través de éste (Hawkes et al., 2016).

Debido al movimiento relativo entre el imán y la bobina, se origina una fuerza electromotriz y se induce un voltaje a través de los terminales de la bobina. En el caso de la Figura 1-3.a la bobina está fija, y para el caso de la Figura 1-3.b el imán es permanente (Edy Susanto, 2019).

**Figura 1-3:** Generación electromagnética (Edy Susanto, 2019)

Fuente *Energy Harvesting Systems: Principles, Modeling and Applications*.

Anjum et al., proponen un dispositivo que aprovecha el movimiento del cuerpo humano. Se prueba para diversos niveles de aceleración, donde se encuentra que para una excitación de 3g: sin carga se induce un voltaje máximo de 4000 mV a una frecuencia de 20 Hz, y con una carga de 4  $\Omega$  se induce un voltaje de 3 mV con una potencia en la salida de 1.9 mW. Se emplea un convertidor AC a DC de tres etapas Cockcroft Walton, para cargar una batería de 1.5 V y 2850 mAh en una hora.

#### ▪ Conversión electrostática

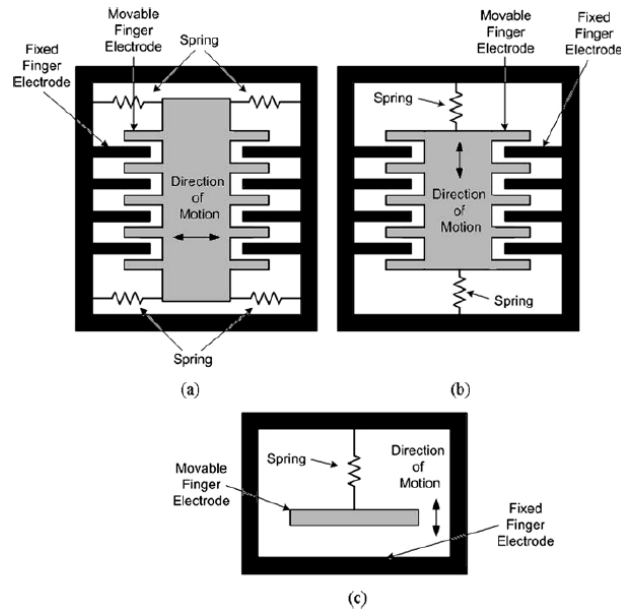
La modificación en la capacitancia se da cuando una vibración externa ocasiona un cambio en el espacio entre dos placas cargadas de un condensador.

El principio de recolección consta en que la vibración produce el movimiento relativo entre las superficies, generando una variación en la capacitancia. La caída de potencial ocasiona el flujo de electrones a través de la carga conectada entre las placas (Z. L. Wang, 2017).

Se identifican tres topologías: solapamiento en el plano que varía el área de solapamiento entre los electrodos, ver Figura 1-4.a; cierre de espacio en el plano que varía el espacio entre los electrodos, ver Figura 1-4.b; y cierre de espacio fuera del plano que varía el espacio entre dos electrodos (uno fijo y uno móvil), ver Figura 1-4.c.



**Figura 1-4:** Generación electrostática (Edy Susanto, 2019)



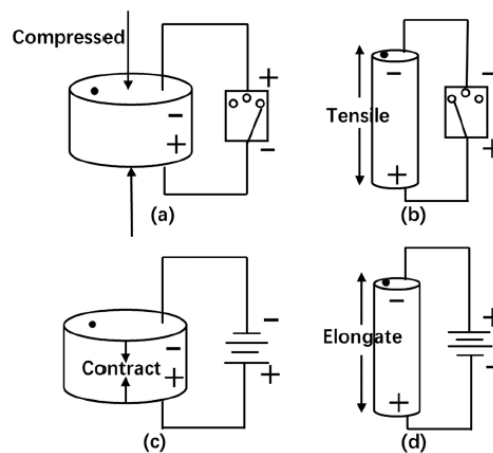
Fuente *Energy Harvesting Systems: Principles, Modeling and Applications.*

▪ **Conversión piezoeléctrica**

El efecto piezoeléctrico fue descubierto en 1880 por los hermanos Pierre y Jaques Curie, quienes establecieron que se produce una carga eléctrica al aplicarle presión a un cristal de cuarzo, denominado como efecto piezoeléctrico directo, ver Figura 1-5 a y b.

Posteriormente, encontraron que el material se deforma al aplicar un campo eléctrico, asignado como efecto piezoeléctrico inverso, ver Figura 1-5 c y d (Fraden, 2016).

**Figura 1-5:** Efecto piezoeléctrico directo e inverso (H. Wei et al., 2018)



Fuente *An overview of lead-free piezoelectric materials and devices*

Los materiales piezoeléctricos se dividen en dos familias: los piezocerámicos como el titanato de zirconato de plomo o PZT y los piezopolímeros como el fluoruro de polivinilideno o PVDF (H. Wei et al., 2018).

Independientemente de su composición, se presentan 4 topologías: tipo viga en voladizo, tipo pila, tipo platillo, y tipo concha (Turkmen & Celik, 2018).

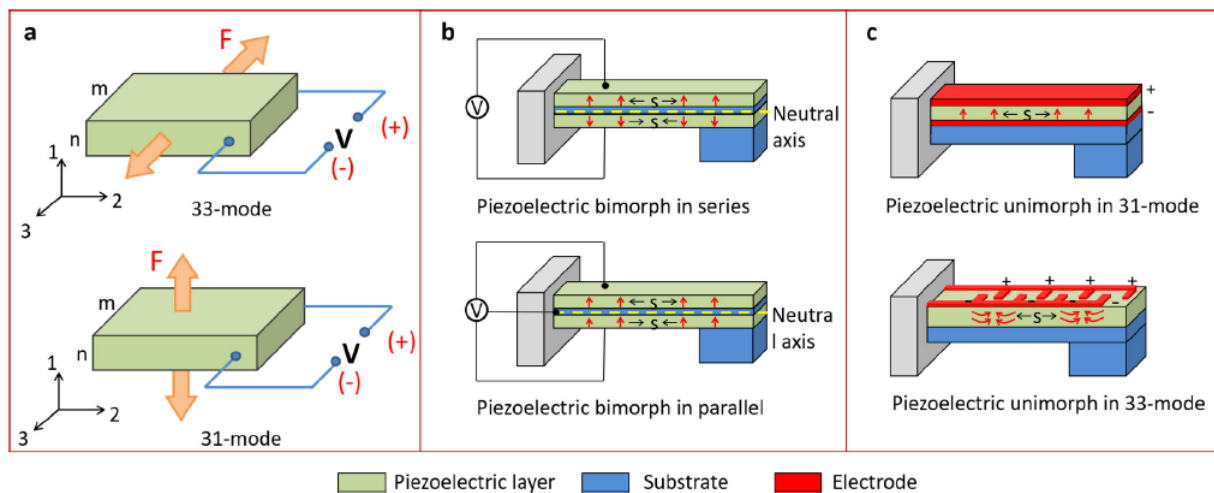
- Tipo viga en voladizo

Se encuentra dentro de las estructuras de mayor uso en la recolección piezoeléctrica. La frecuencia de resonancia de los modos de flexión es mucho más baja comparada con otras configuraciones.

El voladizo unimorfo en modo 31 contiene dos sustratos elásticos que cubren las caras de la capa piezoeléctrica. Entretanto, para el modo 33 el electrodo se encuentra en la parte superior como se muestra en la Figura 1-6.c.

El voladizo bimorfo en modo 31 contiene dos láminas piezoeléctricas separadas por una cuña en el medio. Se opera en modo de flexión para que la capa superior tenga los elementos en tensión, mientras que la capa inferior se encuentre en compresión o viceversa (Figura 1-6.b) (Caliò et al., 2014).

**Figura 1-6:** Modos 31 y 33 para piezoeléctricos en voladizo (Liu et al., 2018)



Fuente *A comprehensive review on piezoelectric energy harvesting technology: Materials, mechanisms, and applications.*

- Tipo pila

Es una estructura compuesta de múltiples capas apiladas con el fin de utilizar por completo el modo 33. En comparación con la configuración en voladizo, se obtiene una importante mejora en la potencia eléctrica generada y la densidad de potencia. Como resultado de

este apilamiento se aumenta la rigidez y la fuerza de compresión requerida (Liu et al., 2018).

- Tipo platillo

Surge como una adecuación realizada a la configuración tipo pila que busca amplificar la fuerza para mejorar el beneficio que se obtiene en dicha conexión. Se conforma de una pila piezoeléctrica con tapas metálicas por ambos costados de modo que al aplicar una fuerza axial al platillo estas tapas amplifican la tensión axial a la tensión radial (Liu et al., 2018).

- **Comparación de recolección por vibración**

Los recolectores de energía vibracional exhiben ventajas y desventajas, las cuales son presentadas en la Tabla 1-1.

**Tabla 1-1:** Comparación entre los tipos de recolección de energía vibratoria (Khan & Qadir, 2016)

Tipo de recolector	Ventajas	Desventajas
Electrostático	Compatible con técnicas de fabricación de sistemas microelectromecánicos (MEMS). Adecuado para aplicaciones de baja frecuencia. Fácil de integrar con la microelectrónica. Alta amortiguación eléctrica. Aumento de la densidad de potencia por reducción de tamaño. Alto voltaje (2-10 V). Posibilidad de construir sistemas de bajo costo. El coeficiente de acoplamiento puede ser alto y fácilmente ajustable. Posible fabricación monolítica.	Ruptura dieléctrica. Pérdidas por capacitancia parásita. Requiere fuente de alimentación externa para iniciar el proceso de conversión. Requiere topes mecánicos para evitar cortocircuitos, lo que resulta en una mayor amortiguación mecánica. Baja capacitancia. Huecos micrométricos a controlar. Fenómeno de atracción. Alta impedancia de salida y baja corriente de salida.
Electromagnético	No se requiere fuente de voltaje para iniciar el proceso de conversión. No hay necesidad de contactos mecánicos entre las partes. Pequeña amortiguación mecánica. Robusto y tiene una larga vida útil. Alta corriente de salida. Baja impedancia de salida.	Complicado para fabricar en la micro escala. Baja eficiencia. Pérdidas óhmicas en bobinas. Bajo voltaje (menos de 1 V), que requiere un circuito de rectificación único. Difícil de integrar con microelectrónica. Baja eficiencia cuando se opera a bajas frecuencias. Los imanes a granel limitan la fabricación monolítica.

Piezoeléctrico	<p>Alto voltaje (2–10 V).</p> <p>Pequeña amortiguación mecánica.</p> <p>No se requiere fuente de voltaje para iniciar el proceso de conversión.</p> <p>No se requieren topes mecánicos.</p> <p>Alta densidad de energía.</p> <p>Alta capacitancia.</p> <p>Fácil rectificación de voltaje.</p>	<p>Autodescarga a bajas frecuencias.</p> <p>La fabricación a microescala no es compatible con los procesos estándar complementarios de silicio de óxido de metal (CMOS).</p> <p>Necesidad de materiales piezoeléctricos.</p> <p>Difícil de integrar con microelectrónica.</p> <p>Acoplamiento deficiente de piezopelículas delgadas a escala micro.</p> <p>Alta impedancia de salida y baja corriente de salida.</p>
----------------	---	--

Fuente *State-of-the-art in vibration-based electrostatic energy harvesting.*

### ▪ Recolección de energía acústica

El sonido se obtiene a partir de una superficie vibrante, que produce variaciones de presión u oscilaciones en un medio elástico como el aire o el agua. Cuando las oscilaciones en la presión se encuentran por encima y por debajo de la presión atmosférica se habla de una onda de sonido que se propaga en el aire. El sonido desagradable o no deseado es considerado como ruido (Larsen & Wahlberg, 2017).

Las ondas de sonido son de naturaleza mecánica y poseen energía. Los niveles de sonido pueden superar los 100 dB y el ruido de baja frecuencia predomina en el espectro de frecuencia (Can et al., 2010). Por lo general, durante la propagación del sonido la energía acústica acaba siendo disipada en energía térmica.

La recolección de esta energía se ve limitada por las fuentes de ruido, que presentan una excitación débil, como ejemplo, para 100 dB la presión correspondiente es de 2 Pa. Para resolverlo se requiere de un resonador acústico encargado de la amplificación de la onda de sonido incidente, con el fin de lograr una fuerte excitación en el sistema mecánico de acoplamiento, que cuenta con un elemento de conversión piezoeléctrico o electromagnético (Yuan et al., 2019).

### 1.1.2 Gestión de energía

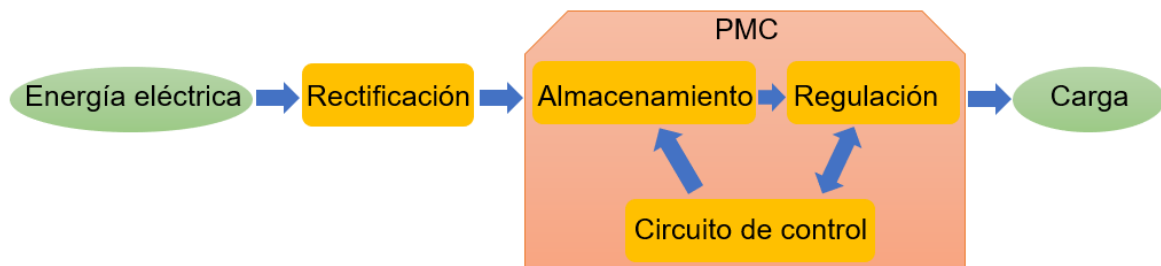
Luego de la conversión de energía mecánica a eléctrica, se requiere de un PMC encargado de la gestión de la energía eléctrica.

Se aprecian diversas arquitecturas para aplicaciones de bajo consumo, como en el caso de los WSN. Algunas de estas son:

- Rectificador activo de baja pérdida y un regulador de baja caída (LDO) (Yu & Wu, 2017).
- Sistema para múltiples fuentes de micro energía basado en un circuito de bomba de carga, un dispositivo de almacenamiento y un regulador de voltaje (Aloulou et al., 2016).
- PMC sin batería que incorpora una interfaz consciente de la energía (EAI), que requiere de un convertidor DC-DC encargado del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y de la regulación de voltaje (Chew & Zhu, 2015).
- Circuito integrado de aplicación específica (ASIC) que posee un circuito de coincidencia de impedancia basado en tecnología de extracción de carga síncrona de pulso (PSCE), y uno de acondicionamiento de voltaje (Yu & Wu, 2017).
- Sistema compuesto por una etapa de rectificación, un elemento de almacenamiento de energía, un circuito de activación o disparo y una fuente de alimentación regulada (Alghisi et al., 2017).

De lo anterior, es posible identificar los elementos más comunes de un PMC: el rectificador de tensión en la entrada, un dispositivo de almacenamiento, un circuito de control, y el regulador de voltaje a la salida, ver Figura 1-7.

**Figura 1-7:** Elementos comunes de un PMC



### 1.1.3 Rectificación de voltaje

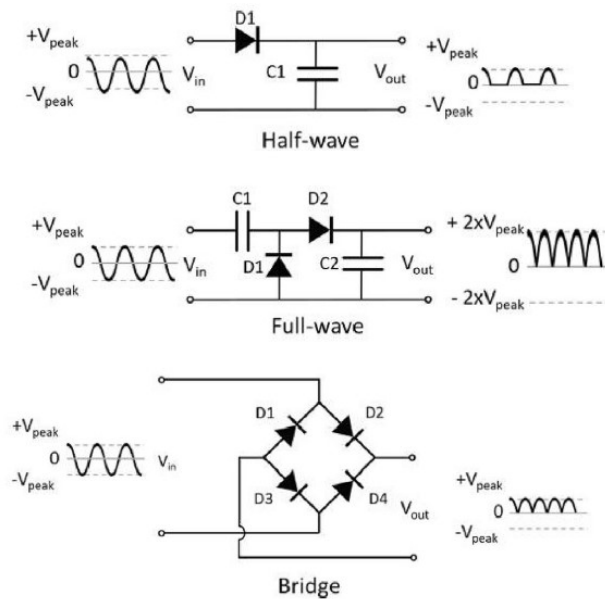
Debido a la naturaleza sinusoidal o aleatoria de la energía recolectada por conversión electromagnética y piezoeléctrica, se implementa una etapa de rectificación. En esta etapa se realiza la conversión y/o amplificación del voltaje generado, consta de un circuito externo al micro generador que aumenta el voltaje de salida y realiza la rectificación de AC

a DC requerida. Esta amplificación se puede realizar a partir de un multiplicador de voltaje o de un transformador de voltaje (Edy Susanto, 2019):

### ▪ Rectificador de voltaje

La conversión de AC a DC se realiza gracias a la conducción de los diodos, controlando el paso de la señal. Algunos métodos de rectificación se muestran en la Figura 1-8 y se describen como sigue (Cansiz et al., 2019):

**Figura 1-8:** Métodos de rectificación (Cansiz et al., 2019)



Fuente *Efficiency in RF energy harvesting systems: A comprehensive review*

### ▪ Rectificador de media onda.

Cuando se aplica la señal de voltaje de AC a la entrada del diodo sólo pasa el semiciclo positivo y se pierde el semiciclo negativo, ver Figura 1-8. En la recolección de energía es un método simple pero bastante limitado (Tran et al., 2017).

### ▪ Rectificador de onda completa.

El diodo D1 conduce durante el semiciclo negativo y carga el capacitor C1. El diodo D2 conduce al pasar al semiciclo positivo, cargando de esta forma al capacitor C2. En consecuencia, el voltaje de salida es el doble que el de entrada, ver Figura 1-8. En la recolección de energía es más eficiente que para la rectificación de media onda (Tran et al., 2017).

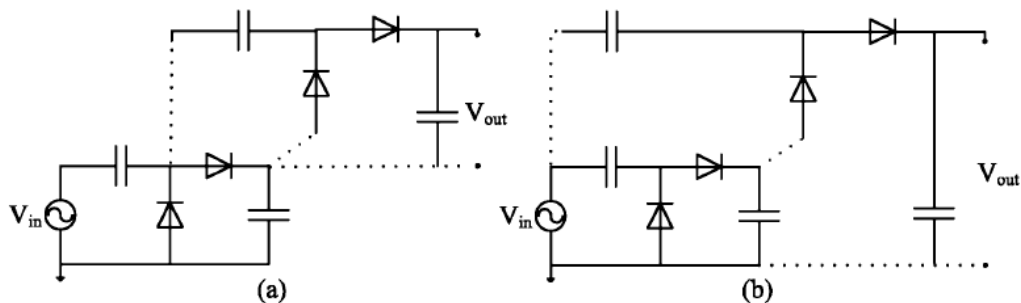
- Rectificador en puente.

Los diodos D2 y D3 conducen durante el semiciclo positivo, ocurre lo mismo con D1 y D4 para el semiciclo negativo, obteniendo una salida con la misma magnitud de la entrada (Tran et al., 2017).

- **Multiplicador de voltaje**

Mediante el empleo de diodos y condensadores con conexión en cascada se obtiene un mayor voltaje de DC a partir de la entrada de AC. En los sistemas de recolección se encuentran comúnmente los multiplicadores de Villard (o Cockcroft-Walton) y Dickson, que se conectan por etapas compuestas por dos diodos y dos capacitores, ver Figura 1-9. La eficiencia de conversión se ve afectada por el alto voltaje de conducción y efectos parásitos en la construcción de los diodos (Barroca et al., 2013).

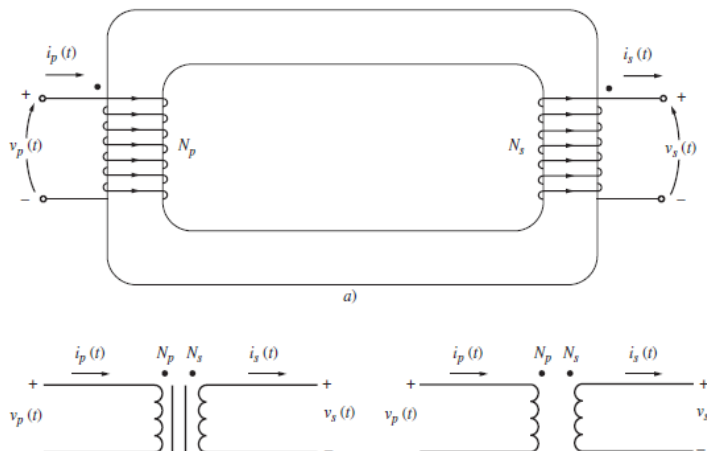
**Figura 1-9:** Multiplicadores de voltaje (Barroca et al., 2013)



Fuente *Antennas and Circuits for Ambient RF Energy Harvesting in Wireless Body Area Networks.*

- **Transformador de voltaje**

Es un convertidor AC a AC que permite elevar o disminuir un nivel de voltaje mediante la acción de un campo magnético. Consta de dos bobinas enrolladas con  $N$  vueltas en un núcleo ferromagnético común, por lo general, la conexión entre bobinas es el flujo magnético al interior del núcleo (Chapman, 2014), ver Figura 1-10. Para la conversión de AC a DC es posible el empleo de un rectificador como los nombrados previamente.

**Figura 1-10:** Transformador ideal y sus símbolos esquemáticos (Chapman, 2014)

Fuente Máquinas eléctricas

### 1.1.4 Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

El seguimiento de la máxima transferencia de potencia se basa en el desplazamiento del voltaje o la corriente de operación del cosechador de energía, con el objetivo de suministrar la mayor cantidad de potencia a una carga determinada. Generalmente, se requiere de un convertidor conmutado para lograr este seguimiento. Existen numerosas técnicas que lo permiten, cada una enfocada en resolver las limitaciones de la fuente y desarrollada para una aplicación en específico (Mohapatra et al., 2017).

Dentro de las técnicas de seguimiento se encuentran 5 grandes grupos (Karami et al., 2017):

- **Técnicas con parámetros constantes:** emplean un valor fijo pre establecido que caracteriza el MPP de la fuente.
- **Técnicas de medición y comparación:** se miden parámetros externos como voltaje, corriente y temperatura para compararlos con el MPP conocido.
- **Técnicas de prueba y error:** se calcula y observa el resultado, para direccionar el próximo punto a evaluar, hasta encontrar el MPP.
- **Técnicas con modelos matemáticos:** se define la ubicación del MPP mediante modelos matemáticos basados en datos disponibles.
- **Técnicas de predicción inteligente:** se emplean técnicas de aprendizaje inteligente con la capacidad de predecir el MPP.



### 1.1.5 Almacenamiento de energía eléctrica

Una vez realizada la conversión de energía, se requiere almacenarla en un dispositivo apropiado. La unidad de almacenamiento debe cumplir requisitos de tamaño, capacidad e impacto ambiental. Generalmente, se emplean tres topologías para los sistemas de cosecha de energía (Prauzek et al., 2018):

- Baterías primarias o secundarias.
- Supercapacitores.
- Combinación entre supercapacitores y baterías recargables.

#### ▪ Baterías

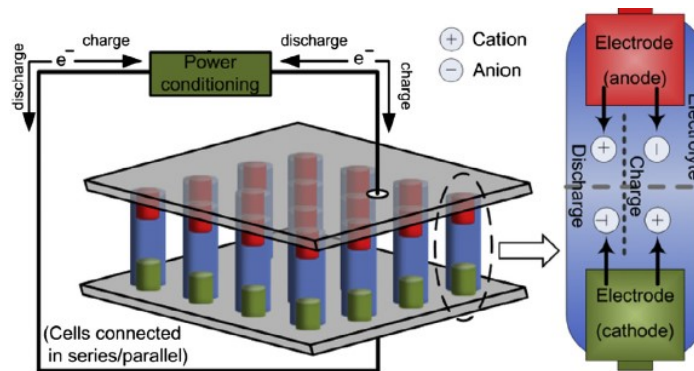
Entre los factores de mayor relevancia en la elección de una batería se encuentran: la tecnología de almacenamiento, densidad de energía y de potencia, resistencia interna y vida útil (Janek & Zeier, 2016).

Las baterías no recargables o primarias presentan ventajas como alta capacidad y estabilidad térmica, no obstante, se requiere de un mantenimiento frecuente y su reemplazo al terminar su vida útil (Prauzek et al., 2018).

Por el contrario, las baterías secundarias se caracterizan por ser recargables. Se clasifican de acuerdo con el tipo de electrodos y electrolitos empleados (Zakeri & Syri, 2015).

Además, las baterías se componen de celdas electroquímicas (pueden convertir la energía eléctrica a energía química y viceversa) conectadas en serie capaces de producir energía eléctrica mediante una reacción electroquímica. Como se muestra en la Figura 1-11, estas celdas se componen de un ánodo, un cátodo y un electrolito (X. Luo et al., 2015).

**Figura 1-11:** Operación de una batería (X. Luo et al., 2015)



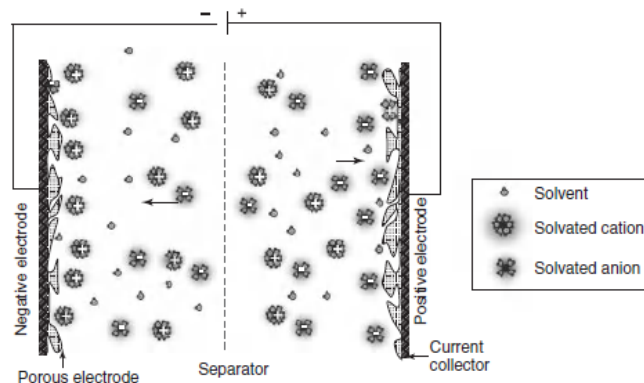
Fuente *Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation.*

Dentro de las baterías recargables con mayor número de aplicaciones se encuentran las de Plomo-ácido, Níquel-Cadmio, ion de Litio y Sodio-Azufre (Ogunniyi & Pienaar, 2017).

### ▪ Supercondensadores

Logran capacitancias de varios órdenes de magnitud mediante el empleo de electrodos de gran área superficial y dieléctricos electrolíticos delgados (Figura 1-12), alcanzando una mayor densidad de energía y conservando la alta densidad de potencia de los condensadores comunes (Lu, 2013). Este dispositivo tiene ciertas ventajas sobre las baterías electroquímicas: mayor densidad de potencia, menor tiempo de carga, y mayor vida útil y ciclo de vida.

**Figura 1-12:** Condensador electroquímico de doble capa (Lu, 2013)



Fuente *Supercapacitors: materials, systems, and applications.*

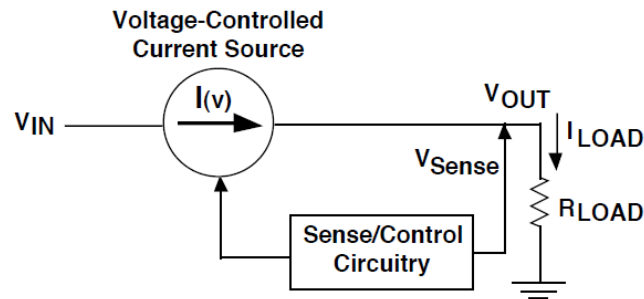
### 1.1.6 Suministro de micro energía eléctrica

En cuanto a la entrega de la energía cosechada se requiere de la regulación del voltaje, esta debe cumplir con los requisitos que demanda la carga. Para este fin se hace uso de convertidores DC a DC, siendo los de mayor aplicabilidad los convertidores que trabajan en modo conmutado en alta frecuencia.

### ▪ Regulador lineal de voltaje

A partir del uso de una fuente de corriente controlada por voltaje se fuerza un voltaje fijo en el terminal de salida del regulador, ver Figura 1-13. La corriente de salida tiene un valor máximo determinado por el limitador de corriente (Simpson, 2011).

**Figura 1-13:** Diagrama funcional del regulador lineal (Simpson, 2011)

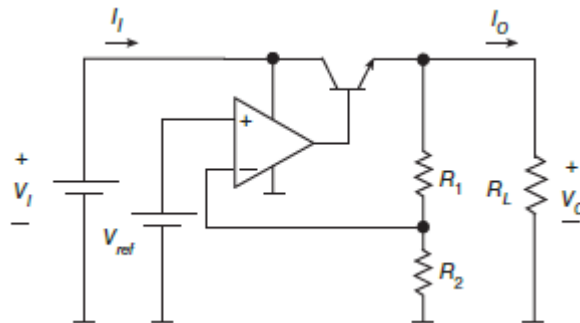


Fuente *Linear and switching voltage regulator fundamental part 1*

▪ **Regulador de voltaje en serie**

Se controla el voltaje de colector a emisor de un transistor de paso para compensar las variaciones en el voltaje de entrada. Este transistor se comporta como una resistencia variable, que disminuye su valor con una disminución del voltaje de salida, ocasionando un aumento de voltaje a través de la carga y viceversa (Kazimierczuk, 2016), ver Figura 1-14.

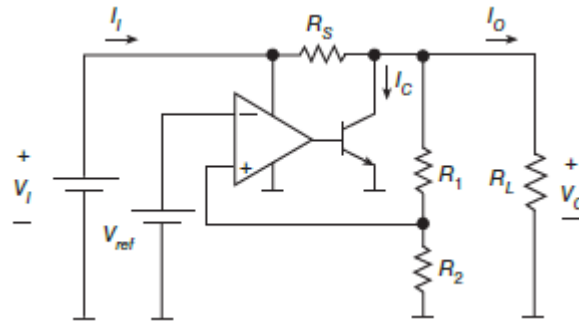
**Figura 1-14:** Regulador de voltaje en serie (Kazimierczuk, 2016)



Fuente *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters.*

▪ **Regulador de voltaje en derivación**

Se controla la corriente de un transistor en derivación para compensar las variaciones en el voltaje de entrada o la corriente a través la carga. Este transistor también actúa como una resistencia variable, pero al disminuir el voltaje de salida se disminuye el voltaje de salida del amplificador operacional, provocando un aumento en la resistencia variable y una disminución en la intensidad de conducción. Como consecuencia, se incrementa tanto la corriente como el voltaje sobre la carga (Kazimierczuk, 2016), ver Figura 1-15.

**Figura 1-15:** Regulador de voltaje en derivación

Fuente *Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters*.

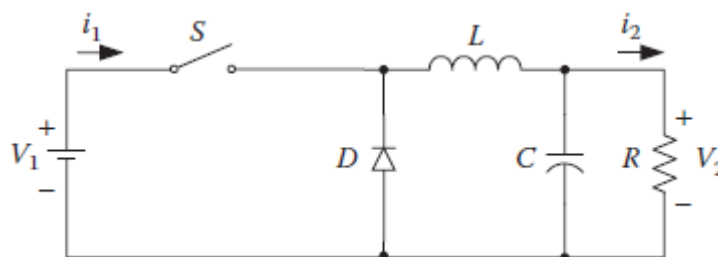
### ▪ Convertidores conmutados

En comparación con los reguladores lineales se presenta una mayor eficiencia de conversión DC a DC, ya que utilizan dispositivos semiconductores que operan en estado encendido o apagado, y los dos estados conllevan a un voltaje o una corriente de conmutación baja. Entretanto, el control del tiempo de encendido de los dispositivos y una etapa de filtrado permiten regular el voltaje de salida (Batarseh & Harb, 2017).

Dentro de los convertidores con mayor uso en recolección de energía se encuentran, el convertidor Buck, el Boost, y el Buck-Boost.

### ▪ Convertidor reductor Buck

En la Figura 1-16 se presenta el circuito que produce un voltaje medio de salida inferior que el voltaje DC de entrada (F. L. Luo & Ye, 2018).

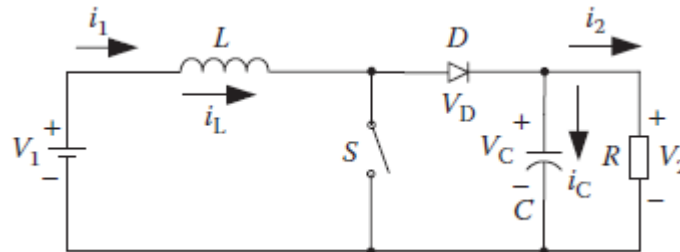
**Figura 1-16:** Circuito de convertidor Buck (F. L. Luo & Ye, 2018)

Fuente *Power electronics: Advanced conversion technologies*

- **Convertidor elevador Boost**

En la Figura 1-17 se muestra el circuito en el que el voltaje de salida siempre es mayor que el de entrada (F. L. Luo & Ye, 2018).

**Figura 1-17:** Circuito de convertidor Boost

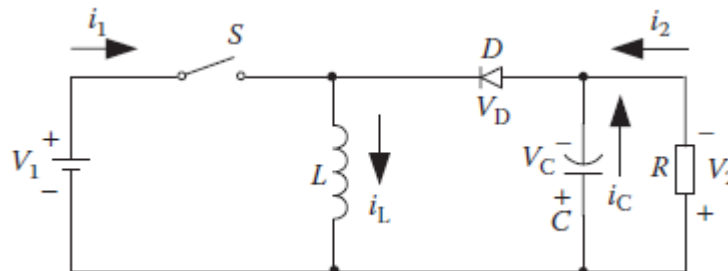


Fuente *Power electronics: Advanced conversion technologies*

- **Convertidor reductor/elevador inversor Buck-Boost**

Proporciona un voltaje que puede ser inferior o superior que el voltaje de entrada, y la polaridad de salida es contraria a la de entrada (F. L. Luo & Ye, 2018). El circuito que lo permite se observa en la Figura 1-18.

**Figura 1-18:** Circuito de convertidor Buck-Boost (F. L. Luo & Ye, 2018)



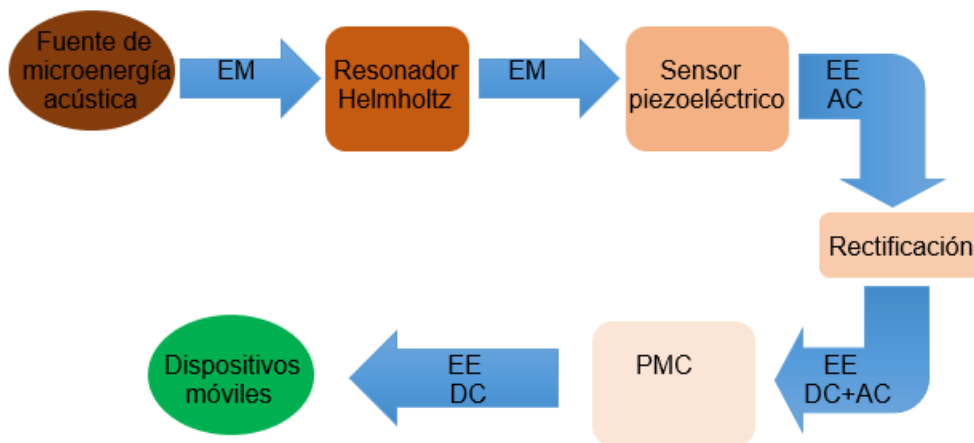
Fuente *Power electronics: Advanced conversion technologies*

## 1.2 Planteamiento del problema

Los dispositivos electrónicos portátiles o remotos como celulares, marcapasos, relojes, Dispositivos Holter (medidor de presión arterial), glucómetros, *power bank*, termómetros digitales, entre otros, usualmente requieren de una fuente de alimentación constante, es decir que no presente interrupciones para que no afecte su funcionamiento estos dispositivos generalmente tienen un respaldo de alimentación de energía por un tiempo limitado como es el caso de la baterías, debido a esto, es frecuente que se suministre la

energía haciendo uso de cables o módulos externos como cargadores, adaptadores, baterías externas, etc. En algunos casos, se hace necesario disminuir o eliminar completamente los cables, los dispositivos biomédicos como el marcapasos o bombas cardíacas son un ejemplo de esto, estos módulos usualmente se recargan de manera periódica y de manera convencional (red eléctrica), de esta forma se requiere un sistema de suministro totalmente y autónomo que obtenga proporcione la energía adecuada para su óptimo funcionamiento. Por otro lado, la gran mayoría de fuentes de alimentación que existen actualmente son convencionales y utilizan recursos no renovables, esto hace que ocasionen un daño ambiental enorme, ya que al originarse de combustibles fósiles emiten gases de efecto invernadero o ser provenientes de generadoras hidroeléctricas que alteran los ecosistemas terrestres o acuáticos teniendo un impacto negativo en la biodiversidad. Debido a los problemas mencionados, que son comunes en dispositivos portátiles, se busca un método o esquema que pueda recolectar, almacenar y gestionar la energía. En la Figura 1-19 se aprecia un esquema que podría solventar estas necesidades.

**Figura 1-19:** Diagrama de bloques para fuente de energía alternativa recolectada del medio ambiente



Además, se muestra el flujo de la energía al sufrir varias transformaciones, desde la generación en la fuente de microenergía acústica hasta el suministro en dispositivos móviles de bajo consumo. Donde, la energía mecánica se abrevia como EM, y del mismo modo, EE hace referencia a energía eléctrica. A su vez, AC y DC, hacen referencia al tipo de señal eléctrica encontrada en cada transición entre etapas: señal de Corriente Alterna y señal de Corriente Directa.

## **1.3 Objetivos**

### **1.3.1 Objetivo general**

Plantear un sistema de recolección, almacenamiento y gestión de energía vibracional para dispositivos móviles.

### **1.3.2 Objetivos específicos**

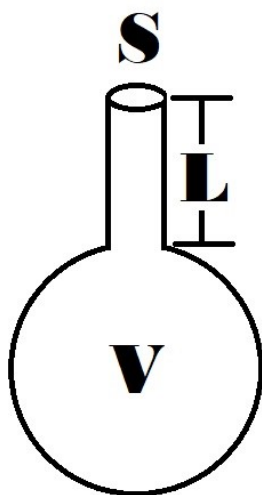
- Modelar y simular un resonador acústico para frecuencias presentes en el ambiente.
- Simular un sensor vibracional que sea adecuado para la recolección de energía proveniente del ambiente.
- Proponer sistemas de gestión de energía PMC, que se acople a un sistema de recolección.
- Plantear algunos sistemas de suministro de energía que proporcione los niveles adecuados de voltaje adecuados para los dispositivos eléctricos portátiles.

## 2. Capítulo 2: Marco conceptual y teórico

### 2.1 Resonador

Los resonadores son cavidades que contienen un volumen  $V$  y están comunicados con el exterior por medio de un orificio de sección  $S$  y un cuello con una longitud  $L$  adecuada para conseguir características acústicas deseadas, esto se puede apreciar de mejor manera en algunos instrumentos de cuerda rasgada como guitarras o violines donde tiene aperturas para que entre el sonido y resuene en la caja comúnmente llamados boca y eses respectivamente. Un clásico resonador es el Helmholtz (Figura 2-1) donde demuestra como ciertas características del sonido afectan al volumen de aire dentro del resonador y le otorga propiedades másicas, rígidas y de impedancia, con lo cual se pueden obtener frecuencias resonantes o anular ciertas frecuencias.

**Figura 2-1:** Esquema básico de un resonador Helmholtz





### 2.1.1 Caracterización de la masa

La masa del aire que se encuentra dentro del resonador y que adquiere las propiedades al ser excitada por el sonido, se le denomina masa efectiva total la cual está dada por la siguiente ecuación.

$$m_{ef} = \rho_0 A_s L_{ef} \quad 2-1$$

Donde  $L_{ef}$  es la longitud efectiva del cuello, se puede observar que la masa es proporcional a la sección del cuello y a la longitud efectiva y  $\rho_0$  es la densidad del fluido en el resonador.

### 2.1.2 Caracterización de la longitud efectiva del cuello

Esta es una magnitud la cual tiene una demostración matemática proveniente del fenómeno conocido como corrección de extremo la cual corrige la magnitud física de cuello del resonador, las cuales tienen una implicaciones en la impedancia de radiación que es válida para frecuencias bajas la deducción del factor de longitud efectiva está desarrollada y explicada en (Rossell Turull; Ivana; Soler Rocasalbas; Sergi; Vila Deutschbein, 2005), sin embargo la expresión de la longitud efectiva es la siguiente.

$$L_{ef} = \frac{8r_0}{3\pi} \quad 2-2$$

Donde  $r_0$  es el radio de la sección transversal  $A_s$ .

### 2.1.3 Caracterización de la rigidez

Si se considera que la masa dentro del cuello es un pistón que sella al volumen dentro del resonador de tal manera que al mover ( $\delta$ ) esa masa de aire del cuello provoca cambios de volumen de la cavidad ( $\Delta V = -A_s \delta$ ), tomando en cuenta la condensación generada por esos cambios de volumen.

$$u = \frac{\Delta p}{p} = -\frac{\Delta V}{V} = \frac{A_s \delta}{V} \quad 2-3$$

Considerando que la presión del sonido en propagación es:

$$p = \rho_0 v^2 u \quad 2-4$$

$$p = \frac{\rho_0 s v^2 \delta}{V} \quad 2-5$$

Si la fuerza es igual a la presión por unidad de área y la rigidez es igual a la fuerza sobre el desplazamiento.

$$K = \frac{\rho_0 s v^2}{V} \quad 2-6$$

### 2.1.4 Caracterización de la resistencia del resonador

El fluido que se mueve en el cuello radia sonido en el medio circundante de la misma forma que el tubo con el extremo abierto.

$$R_{res} = \rho_0 v \frac{K^2 A_s^2}{2\pi} (\text{pestaña}) \quad 2-7$$

$$R_{res} = \rho_0 v \frac{K^2 A_s^2}{4\pi} (\text{no pestaña}) \quad 2-8$$

### 2.1.5 Frecuencia de resonancia

La frecuencia resonante obtenida en el resonador Helmholtz generada por la presión acústica a través del cuello está dada por:

$$f^H = \frac{v}{2\pi} \sqrt{\frac{A_s}{VL}} \quad 2-9$$

Sin embargo, esta frecuencia produce una amplificación de sonido debido que resuena el aire que está dentro de la cavidad por que las ondas mecánicas se superponen sumándose y así tener un aumento de variaciones de presión, esta ganancia  $A$  está dada por la siguiente ecuación estas ecuaciones se pueden corroborar en (Y. Wang et al., 2018).

$$A = 2\pi \sqrt{\frac{(L_{eff} V)^3}{A_s^3}} \quad 2-10$$

## 2.2 Piezoelectricidad

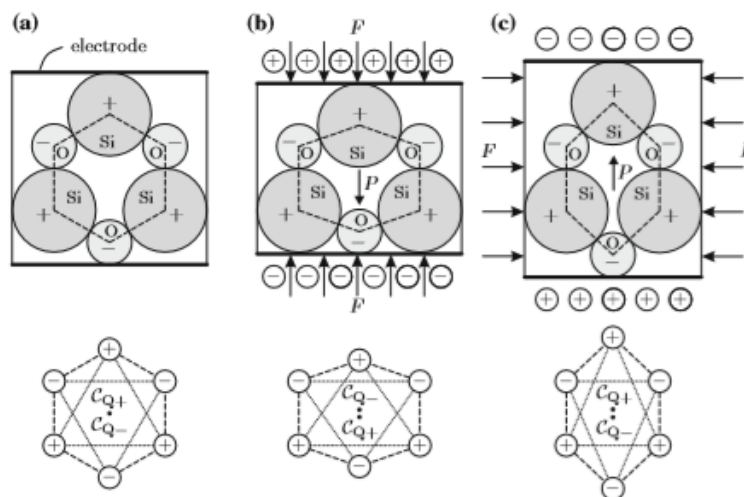
### 2.2.1 Principio del efecto piezoeléctrico

El efecto piezoeléctrico se caracteriza por ser una interacción entre las cantidades mecánicas y eléctricas, de modo que, al aplicar una deformación (carga mecánica) se generara una polarización eléctrica en la estructura del material y viceversa. Este proceso toma como entrada una cantidad mecánica y como salida una cantidad eléctrica, a lo que se le denomina como “*direct piezoelectric effect*” (DPE), en contraparte, si la entrada es una cantidad eléctrica y la salida una cantidad mecánica se denomina “*inverse piezoelectric effect*” (IPE) (Rupitsch, 2018).

Para ejemplificar este fenómeno se toma como referencia al dióxido de silicio ( $SiO_2$ ), que se caracteriza por tener una red tridimensional ordenada, ver Figura 2-2a. Si se cubre la parte superior e inferior con electrodos y realiza el proceso DPE se observa como ocurre una deformación longitudinal y transversal ver Figura 2-2b y Figura 2-2c, debido a estas deformaciones los centros de cargas ( $C_{q+}$  y  $C_{q-}$ ) del cristal empiezan a desplazarse generando unos dipolos momentáneos en el material denominado  $P$  (Yang, 2005).

**Figura 2-2** Estructura simplificada de cuarzo cristalinos del  $SiO_2$  con electrodos en las caras superior e inferior.

**A** estado original del cristal; deformaciones longitudinales **b** y transversales **c** debido a unas cargas  $F$  aplicadas en esas direcciones (Newnham, 1992).



Fuente *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

## 2.2.2 Consideraciones termodinámicas

La mejor manera para realizar un análisis de un sistema en términos de energía es realizando un análisis termodinámico a razón de considerar todas las energías que puede existir en un sistema. Para los materiales piezoeléctricos se cumple sin excepción, de acuerdo con la primera ley de la termodinámica se establece que el cambio de la energía interna es igual a la suma del trabajo más la energía calorífica. En este tipo de material se puede definir que el trabajo se divide en energía mecánica  $W_{mech}$  y energía eléctrica  $W_{elect}$ . Gracias a esto, se puede escribir la primera ley de la termodinámica para estos materiales piezoeléctricos (Tichý, Erhart, Kittinger, & Přívratká, 2010), ver Ecuación (2-11).

$$dU = dW_{mech} + dW_{elect} + dQ \quad 2-11$$

La energía mecánica se caracteriza por el esfuerzo  $T_{ij}$  y la tensión mecánica  $S_{ij}$ , mientras que, la energía eléctrica se caracteriza por la intensidad del campo eléctrico  $E_m$  y la densidad del flujo eléctrico  $D_m$  (ambos como magnitudes vectoriales). Del mismo modo, la energía calorífica está dada por la temperatura  $\vartheta$  y la entropía por unidad de volumen  $s$  (ambos son cantidades escalares). Reescribiendo la Ecuación (2-11) se obtiene:

$$dU = T_{ij}dS_{ij} + E_m dD_m + sd\vartheta \quad 2-12$$

Debido a que las variables de estado extensivas (referido a las variables que dependen del tamaño del sistema: campo eléctrico, esfuerzo mecánico, temperaturas) están establecidas y las variables de estado intensivas no, se utiliza la termodinámica potencial especial también llamada energía libre de Gibbs  $G$  (Yang, 2005). Además, si este llega al equilibrio térmico, es decir, que no hay variaciones de temperatura en el sistema cerrado, se ocasiona la minimización de  $G$ . Por lo que la Ecuación (2-12) queda de la siguiente manera (Rupitsch, 2018).

$$dG \equiv 0 = -D_m dE_m - T_{ij} dS_{ij} - sd\vartheta \quad 2-13$$

De esta relación se calculan las variables extensivas seleccionando las variables intensivas.

$$D_m = -\left. \frac{\partial G}{\partial E_m} \right|_{T,\vartheta}, \quad S_{ij} = -\left. \frac{\partial G}{\partial T_{ij}} \right|_{E,\vartheta}, \quad s = -\left. \frac{\partial G}{\partial \vartheta} \right|_{T,E} \quad 2-14$$

Si se realiza una linealización del sistema por medio de series de Taylor se tiene un sistema de ecuaciones que describen varias propiedades del material piezoeléctrico.

$$dD_m = \left. \frac{\partial D_m}{\partial E_n} \right|_{T,\vartheta} dE_n + \left. \frac{\partial D_m}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\vartheta} dT_{kl} + \left. \frac{\partial D_m}{\partial \vartheta} \right|_{E,T} d\vartheta \quad 2-15$$

Donde, cada término de la Ecuación (2-15) corresponde a la ley dieléctrica del material, efecto piezoeléctrico directo, y efecto piroeléctrico:  $\varepsilon_{mn}^{T,\vartheta}$ ,  $d_{mkl}^{E,\vartheta}$  y  $\rho_m^{E,T}$ , respectivamente.

$$dS_{ij} = \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial E_n} \right|_{T,\vartheta} dE_n + \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\vartheta} dT_{kl} + \left. \frac{\partial S_{ij}}{\partial \vartheta} \right|_{E,T} d\vartheta \quad 2-16$$

Cada término de la Ecuación (2-16) corresponde a efecto piezoeléctrico inverso, ley de Hooke, y expansión térmica:  $d_{ijn}^{T,\vartheta}$ ,  $S_{ijkl}^{E,\vartheta}$  y  $\alpha_{ij}^{E,T}$ , respectivamente.

$$ds = \left. \frac{\partial s}{\partial E_n} \right|_{T,\vartheta} dE_n + \left. \frac{\partial s}{\partial T_{kl}} \right|_{E,\vartheta} dT_{kl} + \left. \frac{\partial s}{\partial \vartheta} \right|_{E,T} d\vartheta \quad 2-17$$

Cada término de la Ecuación (2-17) corresponde al efecto electro calorífico, efecto piezocalorífico, y calor específico:  $\rho_n^{T,\vartheta}$ ,  $\alpha_{kl}^{E,\vartheta}$  y  $C^{E,T}$ , respectivamente. Teniendo en cuenta que las direcciones en el espacio están representadas por  $\{i, j, k, l, m, n\}$  (Rupitsch, 2018). Estas ecuaciones demuestran las conexiones entre las magnitudes mecánicas, eléctricas y térmicas. Esto se puede representar de una mejor manera cuando se utiliza la notación de Heckmann (Tabla 2-1) cuales son los factores que transforman una variable de estado en otra sin importar si es intensiva o extensiva como lo muestra la Figura 2-3.

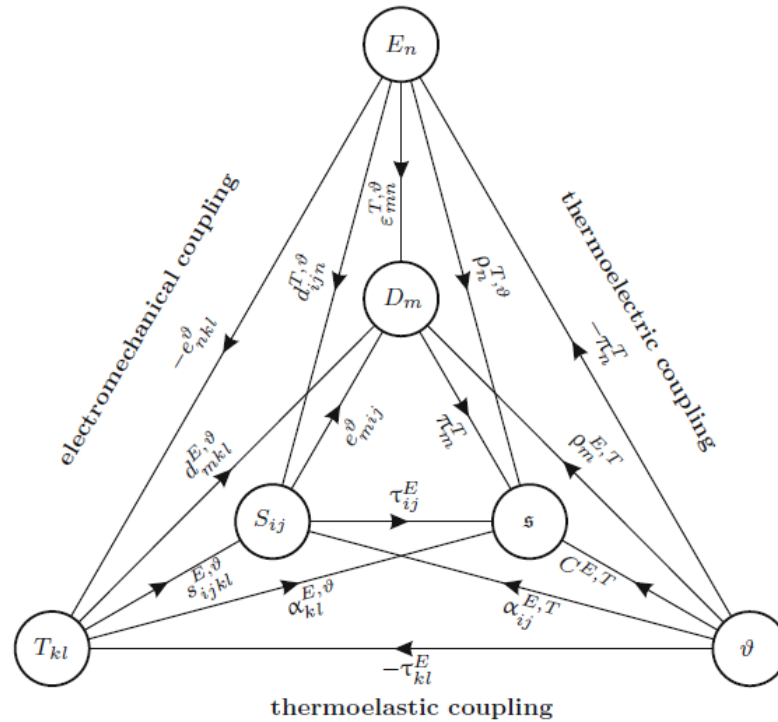
**Tabla 2-1:** Notación usada en el diagrama de Heckmann Figura 2-3 (Newnham, 1992).

Notación	Descripción	Unidad
Variables de estado intensivas		
$E_n$	Intensidad del campo eléctrico; vector	$\frac{V}{m}$
$T_{kl}$	Esfuerzo mecánico; tensor rango 2	$\frac{N}{m^2}$
$\vartheta$	Temperatura; escalar	K; °C
Variables de estado extensivas		
$D_m$	Densidad del flujo eléctrico; vector	$\frac{C}{m^2}$
$S_{kl}$	Deformación mecánica; tensor rango 2	–
$s$	Entropía por unidad de volumen; escalar	$\frac{J}{m^3K}$
Parámetros del material		
$\epsilon_{mn}^{T,\vartheta}$	Permitividad eléctrica; tensor rango 2	$\frac{As}{Vm}; \frac{F}{m}$
$s_{ijkl}^{E,\vartheta}$	Constante elástica; tensor rango 4	$\frac{m^2}{N}$
$C^{E,T}$	Calor por unidad de volumen; escalar	$\frac{J}{m^3N}$
$d_{ijn}^{T,\vartheta}; d_{mkl}^{E,\vartheta}$	Constante de deformación piezoeléctrica; tensor rango 3	$\frac{m}{V}; \frac{C}{N}$
$e_{nkl}^{\vartheta}; e_{mij}^{\vartheta}$	Constante de esfuerzo piezoeléctrica; tensor rango 3	$\frac{C}{m^2}; \frac{N}{Vm}$
$\rho_n^{T,\vartheta}; \rho_m^{E,T}$	Coefficiente piroeléctrico; vector	$\frac{C}{m^2K}$
$\pi_n^T; \pi_m^T$	Coefficiente piroeléctrico; vector	$\frac{V}{mK}$
$\alpha_{kl}^{E,\vartheta}; \alpha_{ij}^{E,T}$	Coefficiente de expansión térmica; tensor rango 2	$\frac{1}{K}$
$\tau_{ij}^E; \tau_{kl}^E$	Coefficiente de esfuerzo térmico; tensor rango 2	$\frac{N}{m^2K}$

Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

**Figura 2-3** Diagrama de Hackmann.

Donde las variables de estado intensivas y extensivas se encuentran en las esquinas de los triángulos externos e internos respectivamente (Newnham, 1992).



Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

### 2.2.3 Leyes para materiales piezoeléctricos lineales

Las ecuaciones linealizadas están constituidas por las ecuaciones 2-15 y 2-16 que escritas en su forma diferencial y tomando que el cambio de temperatura es cero, se reescriben como sigue.

$$dD_m = \epsilon_{mn}^T dE_n + d_{mkl}^E dT_{kl} \tag{2-18}$$

$$dS_{ij} = d_{ijn}^T dE_n + S_{ijkl}^E dT_{kl} \tag{2-19}$$

Dependiendo del tipo de transformación de variable de estado se pueden obtener ecuaciones que permiten representar ese proceso característico, por lo tanto, se deducen 4 pares de ecuaciones; *d-form* (esfuerzo-carga eléctrica), *e-form* (tensión mecánica-carga eléctrica), *g-form* (campo eléctrico-esfuerzo), *h-form* (campo eléctrico-tensión mecánica). Como ejemplo el *d-form* debe cumplir que la permitividad eléctrica y la tensión mecánica sean constantes, debe ser constante la intensidad del campo eléctrico y la tensión piezoeléctrica sean constantes (Rupitsch, 2018). A continuación, las 6 ecuaciones con representación matricial.

*d-form*

$$D_m = \varepsilon_{mn}^T E_n + d_{mkl} T_{kl} \quad 2-20$$

$$S_{ij} = d_{ijn} E_n + s_{ijkl}^E T_{kl} \quad 2-21$$

$$D = [\varepsilon^T]E + [d]T \quad 2-22$$

$$S = [d]^t E + [s^E]T \quad 2-23$$

*e-form*

$$D_m = \varepsilon_{mn}^S E_n + e_{mkl} T_{kl} \quad 2-24$$

$$T_{ij} = e_{ijn} E_n + c_{ijkl}^E S_{kl} \quad 2-25$$

$$D = [\varepsilon^S]E + [e]S \quad 2-26$$

$$T = -[e]^t E + [c^E]S \quad 2-27$$

*g-form*

$$E_m = \beta_{mn}^T D_n - g_{mkl} T_{kl} \quad 2-28$$

$$S_{ij} = g_{ijn} D_n + s_{ijkl}^D T_{kl} \quad 2-29$$

$$E = [\beta^T]D - [g]T \quad 2-30$$

$$S = [g]^t D + [s^D]T \quad 2-31$$

*h-form*

$$E_m = \beta_{mn}^S D_n - h_{mkl} S_{kl} \quad 2-32$$

$$E = [\beta^S]D - [h]S \quad 2-33$$

$$T = -[h]^t D + [c^D]S \quad 2-34$$

Considerando que *d-form* es el modo más común en la recolección de energía, son estas matrices las que contienen las propiedades en cada dirección del cuarzo de los cristales PZT-5H. Por lo tanto, las dimensiones y sus propiedades de simetría se pueden ver a continuación, sin embargo, los simuladores como ANSYS requieren matrices extras debido a su procesamiento de elementos finitos.

Propiedades físicas de la cerámica PZT-5H (Gautschi, 2013):

Matriz de coeficientes de elasticidad.

$$s = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) \end{bmatrix} \quad 2-35$$



Matriz del módulo elástico.

$$c = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2}(c_{11} - c_{12}) \end{bmatrix} \quad 2-36$$

Matriz de coeficientes piezoeléctricos.

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 2-37$$

Matriz del módulo piezoeléctrico.

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 2-38$$

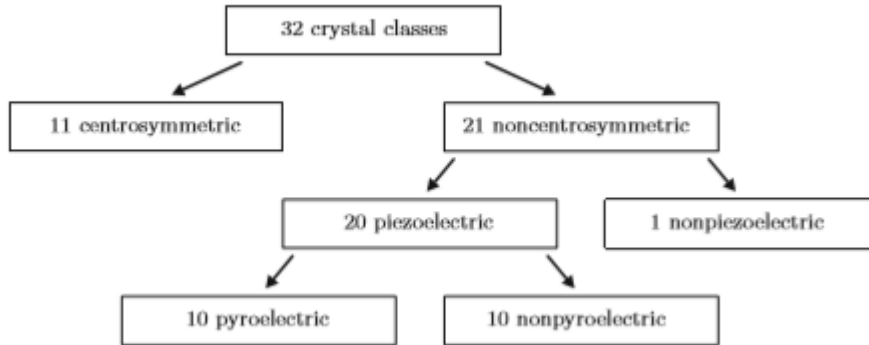
Matriz de permitividad.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \quad 2-39$$

## 2.2.4 Materiales piezoeléctricos

Los materiales piezoeléctricos se caracterizan por tener estructuras cristalinas, o por lo menos, tener estructuras repetitivas en su celda unitaria a lo largo del espacio. De acuerdo con las características de esa repetitividad se puede distinguir entre 32 clases de cristales también denominados grupos de puntos cristalográficos, ver Figura 2-4. Dentro de las 32 clases cristalinas se distinguen 21 que no tienen propiedad centro simétricas lo que quiere decir que se pueden distinguir entre dos direcciones opuestas, además, 20 de las 21 clases tienen propiedades piezoeléctricas y 10 son piroeléctricas y 10 no lo son, indicando cambios en su polaridad si se aplican cambios de temperatura (Rupitsch, 2018).

**Figura 2-4** Clasificación de los cristales dependiendo de algunas propiedades cristalinas (Newnham, 1992).



Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

Estos cristales piezoeléctricos se clasifican en 7 sistemas de cristal los cuales puede ver en la Tabla 2-2 estos cristales tienen diferentes usos ya que cada uno presenta propiedades características debido su sistema, se puede tener cierto criterio al seleccionar el tipo de cristal piezoeléctrico teniendo en cuenta sus individualidades como su flexibilidad, peso, constante de esfuerzo, factor de acople electromecánico, constantes elásticas, etc.

**Tabla 2-2** Sistemas cristalográficos con abreviación de acuerdo con la notación de Hermann–Mauguin (Newnham, 1992).

Sistema cristalográfico	Abreviaciones de clases cristalográficas
Triclínico	1
Monoclínico	2 y m
Ortorrómbico	222 y mm2
Tetragonal	4, $\bar{4}$ , 422, 4mm y $\bar{4}2m$
Romboédrico	3, 32 y 3m
Hexagonal	6, $\bar{6}$ , 622, 6mm y $\bar{6}m2$
Cúbico	23 y $\bar{4}3m$

Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

### 2.2.4.1 Monocristal.

Los cristales individuales o monocristales piezoeléctricos se dividen en dos clases: naturalmente producidos o artificialmente, como se muestra en la Tabla 2-3, entre ellos se encuentra el cuarzo ya que desempeña un papel importante en la implementación de sensores y actuadores, la razón de su importancia se debe a que puede ser manufacturado por crecimiento artificial (Tichý, Erhart, Kittinger, & Přívratká, 2010).

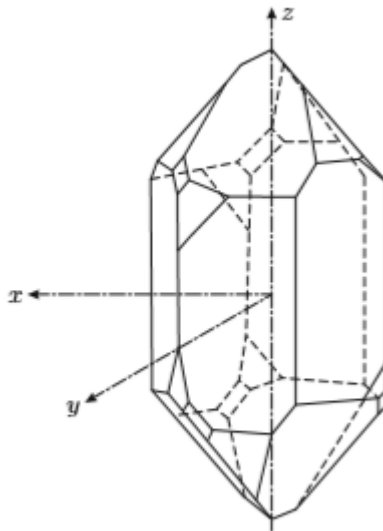
**Tabla 2-3** Cuarzos e información adicional sobre los monocristales (Newnham, 1992).

Material	Grupo	Fórmula química	Clase cristalina
$\alpha$ -cuarzo	Natural	$\text{SiO}_2$	32
$\beta$ -cuarzo	Natural	$\text{SiO}_2$	622
Turmalina	Natural	$(\text{Na, Ca})(\text{Mg, Fe})_3\text{B}_3\text{Al}_6\text{Si}_6(\text{O, OH, F})_{31}$	3m
CGG	Sintético	$\text{Ca}_3\text{Ga}_2\text{Ge}_4\text{O}_{14}$	32
Niobato de litio	Sintético	$\text{LiNbO}_3$	3m
Tantalato de litio	Sintético	$\text{LiTaO}_3$	3m

Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications*.

Los cuarzos  $\alpha$  y  $\beta$  son parecidos, con la diferencia de que el cuarzo  $\alpha$  a temperatura ambiente es estable: la temperatura en la cual inicia un cambio de fase de su estructura toma lugar en el rango de 573 °C a 870 °C, como producto se obtiene el cuarzo  $\beta$ . Además, tienen clase cristalina diferente, por lo que la forma de la celda unitaria es diferente, como se presentó en la Tabla 2-2.

Realizando un análisis para el cuarzo  $\alpha$ , se tienen dos posibilidades: realizar el estudio por la cara izquierda o por la derecha. Se diferencian en que al atravesar un haz de luz el cristal se polariza linealmente en el plano horario o antihorario. Para identificar la cara, en los parámetros se puede observar unos cambios de signo, correspondiente al cuarzo  $\alpha$  izquierdo. Este procedimiento no funciona en dispositivos piezoeléctricos puesto que deben realizarse cortes finos y se requieren cortes más robustos (Tichý, Erhart, Kittinger, & Přívratká, 2010).

**Figura 2-5:** Monocristal cuarzo  $\alpha$  de mano izquierda (Newnham, 1992)

Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications*.

- X-corte: plano perpendicular al eje x.
- Y-corte: plano perpendicular al eje y.
- Z-corte: plano perpendicular al eje z.
- Rotado Y-corte plano perpendicular al plano yz.

Dichos cortes corresponden a las diferentes configuraciones que puede tener un cristal para crear propiedades o modos de piezoelectricidad en estos materiales, por ejemplo, si se realiza un X-corte se provoca que el material tenga un modo de piezoelectricidad longitudinal al situar electrodos en la capas superiores e inferiores. De esta manera se realizan diferentes tipos de materiales piezoeléctricos al variar el corte y su temperatura durante su fabricación. En la Tabla 2-4 se pueden observar diferentes tipos de cuarzo obtenidos al variar estas características. Debido a su fabricación y sus propiedades mecánicas tienen desventajas para ser utilizados como actuadores debido a las cantidades piezoeléctricas de esfuerzo que son relativamente bajas, sin embargo, estos materiales tienen buena rigidez y una alta impedancia eléctrica (c).

**Tabla 2-4** Parámetros de material piezoeléctrico, densidad del material constantes de elasticidad relativa permeabilidad y contantes piezoeléctricas bajo esfuerzo constante.

Material	$\rho_0$	sE/11	sE/12	sE/13	sE/14	sE/33	sE/44	$\epsilon_T 11/\epsilon_0$	$\epsilon_T 33/\epsilon_0$
Quartz	2.65	12.8	-1.8	-1.2	4.5	9.7	20	4.5	4.6
Lithium niobate	4.63	5.8	-1.0	-1.5	-1.0	5	17	84	30
PZT-5A (soft)	7.75	16.4	-5.7	-7.2	-	18.8	47.5	1730	1700
PZT-5H (soft)	7.5	16.5	-4.8	-8.5	-	20.7	43.5	3130	3400
PIC155 (soft)	7.76	16.2	-4.8	-7.1	-	17.8	52.4	1500	1350
PIC255 (soft)	7.8	15.9	-5.7	-7.4	-	21	44.9	1650	1750
Pz29 (soft)	7.45	17	-5.8	-8.8	-	22.9	54.1	2440	2870
PIC181 (hard)	7.85	11.8	-4.1	-5.0	-	14.1	35.3	1220	1140
PIC300 (hard)	7.78	11.1	-4.8	-3.7	-	11.8	28.2	960	1030
Pz24 (hard)	7.7	10.4	-3.0	-7.6	-	23.4	23	810	407
Material	d11	d14	d15	d22	d31	d33	k15	k31	k33
Quartz	2.3	0.7	-	-	-	-	*	**	***
Lithium niobate	-	-	26	8.5	-3	9.2	0.23	0.08	0.25
PZT-5A (soft)	-	-	584	-	-171	374	0.68	0.34	0.75
PZT-5H (soft)	-	-	741	-	-274	593	0.68	0.39	0.75
PIC155 (soft)	-	-	539	-	-154	307	0.65	0.35	0.66
PIC255 (soft)	-	-	534	-	-174	393	0.66	0.35	0.69
Pz29 (soft)	-	-	724	-	-243	574	0.67	0.37	0.75
PIC181 (hard)	-	-	389	-	-108	253	0.63	0.32	0.66
PIC300 (hard)	-	-	155	-	-82	154	0.32	0.26	0.46
Pz24 (hard)	-	-	151	-	-58	194	0.37	0.3	0.67

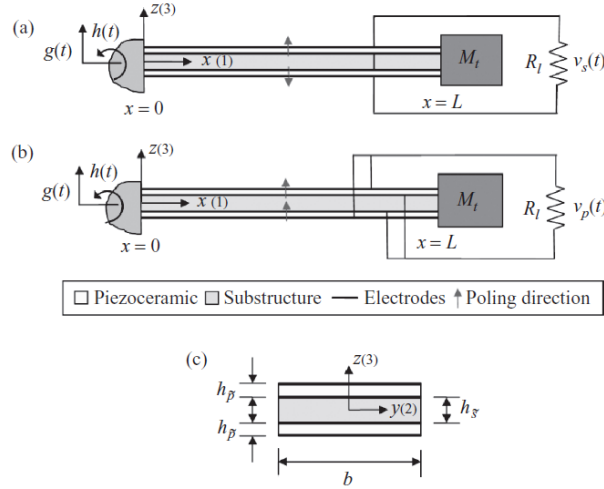
Fuente: *Piezoelectric Sensors and Actuators Fundamentals and Applications.*

## 2.3 Modelo analítico de un recolector piezoeléctrico bimorfo en voladizo

Erturk & Inman desarrollan un modelo electromecánico de parámetros distribuidos para las conexiones en serie y paralelo de las capas piezocerámicas. Derivando las ecuaciones de la viga en voladizo acoplado, en coordenadas físicas, y las expresiones esenciales para el análisis modal.

### 2.3.1 Análisis en el dominio del tiempo

**Figura 2-6:** Configuración en voladizo para (a) conexión en serie y (b) conexión en paralelo de las capas piezoeléctricas.



Fuente *Piezoelectric Energy Harvesting*.

La ecuación diferencial del voladizo acoplado se puede obtener para el caso de la conexión en serie:

$$\begin{aligned}
 & YI \frac{\partial^4 w_{\text{rel}}(x, t)}{\partial x^4} + c_s I \frac{\partial^5 w_{\text{rel}}(x, t)}{\partial x^4 \partial t} + c_a \frac{\partial w_{\text{rel}}(x, t)}{\partial t} \\
 & + m \frac{\partial^2 w_{\text{rel}}(x, t)}{\partial t^2} + \vartheta_s v_s(t) \left[ \frac{d\delta(x)}{dx} - \frac{d\delta(x-L)}{dx} \right] \\
 & = -[m + M_t \delta(x-L)] \frac{\partial^2 w_b(x, t)}{\partial t^2}
 \end{aligned} \tag{2-40}$$

Donde, el acoplamiento para la conexión en serie se expresa como sigue:

$$v_s = \frac{\bar{e}_{31} b}{2h_{\bar{p}}} \left[ \frac{h_{\bar{s}}^2}{4} - \left( h_{\bar{p}} + \frac{h_{\bar{s}}}{2} \right)^2 \right]$$

De la Ecuación (2-40), se simplifican las expresiones de rigidez a la flexión  $YI$  y la masa por unidad de longitud  $m$ :

$$\begin{aligned}
 YI &= \frac{2b}{3} \left[ Y_{\bar{s}} \frac{h_{\bar{s}}^3}{8} + Y_{\bar{p}} \left( \left( h_{\bar{p}} + \frac{h_{\bar{s}}}{2} \right)^3 - \frac{h_{\bar{s}}^3}{8} \right) \right] \\
 m &= b(\rho_{\bar{s}} h_{\bar{s}} + 2\rho_{\bar{p}} h_{\bar{p}})
 \end{aligned}$$

La respuesta de vibración relativa a la base del bimorfo se representa como una serie convergente absoluta y uniforme de las funciones propias:

$$w_{\text{rel}}(x, t) = \sum_{r=1}^{\infty} \phi_r(x) \eta_r(t) \quad 2-41$$

Donde  $\phi_r(x)$  es la función propia de masa normalizada del modo de vibración  $r$ , y  $\eta_r(t)$  es la expresión de la respuesta mecánica modal.

Siendo así, las funciones propias de  $\phi_r(x)$  son las funciones propias normalizadas en masa del problema de vibración libre no amortiguado

$$\phi_r(x) = C_r \left[ \cos \frac{\lambda_r}{L} x - \cosh \frac{\lambda_r}{L} x + \beta_r \left( \sin \frac{\lambda_r}{L} x - \sinh \frac{\lambda_r}{L} x \right) \right] \quad 2-42$$

Donde  $\beta_r$  se obtiene de:

$$\beta_r = \frac{mL(\sin \lambda_r - \sinh \lambda_r) + \lambda_r M_t (\cos \lambda_r - \cosh \lambda_r)}{mL(\cos \lambda_r + \cosh \lambda_r) - \lambda_r M_t (\sin \lambda_r - \sinh \lambda_r)} \quad 2-43$$

La frecuencia natural no amortiguada del modo de vibración  $r$  en condiciones de corto circuito es:

$$\omega_r = \lambda_r^2 \sqrt{\frac{YI}{mL^4}} \quad 2-44$$

Donde los valores propios del sistema se obtienen de:

$$1 + \cos \lambda \cosh \lambda + \frac{\lambda M_t}{mL} (\cos \lambda \sinh \lambda - \sin \lambda \cosh \lambda) - \frac{\lambda^3 I_t}{mL^3} (\cosh \lambda \sin \lambda + \sinh \lambda \cos \lambda) + \frac{\lambda^4 M_t I_t}{m^2 L^4} (1 - \cos \lambda \cosh \lambda) = 0 \quad 2-45$$

Con el fin de definir las ecuaciones del circuito de la configuración bimorfa primero debe examinarse la dinámica eléctrica para una sola capa bajo vibraciones de flexión. De la Ecuación (2-24) el componente de desplazamiento eléctrico queda como:

$$D_3 = \bar{e}_{31} S_1^{\bar{p}} + \bar{e}_{33}^S E_3 \quad 2-46$$

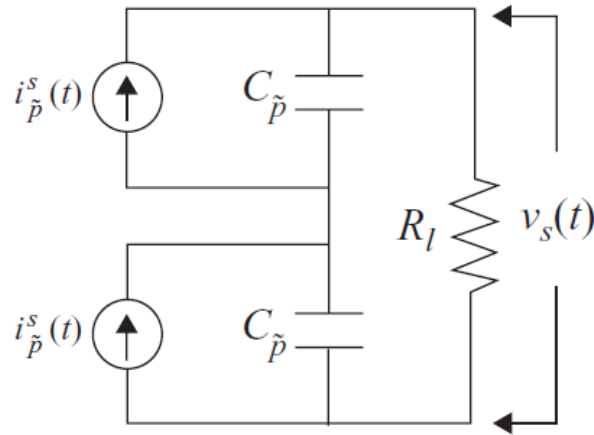
$$\frac{\bar{e}_{33}^S b L}{h_{\bar{p}}} \frac{dv(t)}{dt} + \frac{v(t)}{R_1} = \sum_{r=1}^{\infty} \kappa_r \frac{d\eta_r(t)}{dt} \quad 2-47$$

De esta forma, el acoplamiento modal en la ecuación del circuito eléctrico queda como sigue:

$$\kappa_r = -\bar{e}_{31} h_{\text{pc}} b \frac{d\phi_r(x)}{dx} \Big|_{x=L} \quad 2-48$$

A continuación, se desarrollan las ecuaciones del voladizo acoplado en coordenadas modales y las ecuaciones del circuito eléctrico correspondiente a la conexión en paralelo de las capas piezocerámicas, ver Figura 2-7.

**Figura 2-7:** Representación del circuito eléctrico para la conexión en serie de las capas piezocerámicas.



Fuente *Piezoelectric Energy Harvesting*.

A partir de las leyes de Kirchhoff:

$$\frac{C_{\tilde{p}}}{2} \frac{dv(t)}{dt} + \frac{v(t)}{R_1} = i_{\tilde{p}}(t)$$

Se obtiene la capacitancia interna y la fuente de corriente:

$$C_{\tilde{p}} = \frac{\bar{\epsilon}_{33}^s bL}{h_{\tilde{p}}}$$

$$i_{\tilde{p}}(t) = \sum_{r=1}^{\infty} \kappa_r \frac{d\eta_r(t)}{dt}$$

El término modal de acoplamiento electromecánico es:

$$\chi_r = v_s \frac{d\phi_r(x)}{dx} \Big|_{x=L} \quad 2-49$$

Para una entrada armónica con componentes de traslación y rotación  $g(t) = Y_o e^{j\omega t}$  y  $h(t) = \theta_o e^{j\omega t}$  la función de fuerza modal se expresa  $f_r(t) = F_r e^{j\omega t}$ , donde la amplitud está dada por:



$$F_r = \omega^2 \left[ m \left( W_0 \int_0^L \phi_r(x) dx + \theta_0 \int_0^L x \phi_r(x) dx \right) + M_t \phi_r(L) (Y_0 + L\theta_0) \right] \quad 2-50$$

Las ecuaciones obtenidas por Erturk & Inman se enuncian como sigue.

Voltaje en serie de las capas piezocerámicas:

$$v_s(t) = \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r F_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\bar{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} e^{j\omega t} \quad 2-51$$

Respuesta mecánica modal:

$$\eta_r(t) = \left( F_r - \chi_r \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r F_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\bar{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \right) \times \frac{e^{j\omega t}}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega} \quad 2-52$$

Desplazamiento transversal relativo a la base:

$$w_{\text{rel}}(x, t) = \sum_{r=1}^{\infty} \left[ \left( F_r - \chi_r \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r F_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{2R_1} + j\omega C_p + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \right) \times \frac{\phi_r(x) e^{j\omega t}}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega} \right] \quad 2-53$$

Donde  $\zeta_r$  es la relación de amortiguación mecánica modal que incluye los efectos combinados de la tasa de deformación  $c_s$  y amortiguamiento del aire  $c_a$ . Sin masa de prueba, se encuentra la siguiente relación (Erturk & Inman, 2011):

$$\zeta_r = \frac{c_s I \omega_r}{2YI} + \frac{c_a}{2m\omega_r} \quad 2-54$$

### 2.3.2 Análisis en el dominio de la frecuencia

A partir de las entradas armónicas  $g(t)$  y  $h(t)$  se obtienen las salidas eléctricas de voltaje y de vibración. Por lo tanto, la fuerza modal se reescribe como sigue:

$$F_r = -\sigma_r \omega^2 Y_0 - \tau_r \omega^2 \theta_0$$

Donde,

$$\sigma_r = -m \int_0^L \phi_r(x) dx - M_t \phi_r(L)$$

$$\tau_r = -m \int_0^L x \phi_r(x) dx - M_t L \phi_r(L)$$

La Ecuación (2-51) se reescribe en términos de la aceleración traslacional y rotacional de la base.

$$v_p(t) = \alpha_p(\omega)(-\omega^2 Y_0 e^{j\omega t}) + \mu_p(\omega)(-\omega^2 \theta_0 e^{j\omega t})$$

Donde, el voltaje de salida bajo la aceleración de la base debido a la traslación es:

$$\alpha_p(\omega) = \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \sigma_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\bar{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega k_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \quad 2-55$$

Y la salida de voltaje a la aceleración de base rotacional está dada por:

$$\mu_p(\omega) = \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \tau_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\bar{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega \kappa_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \quad 2-56$$

La Ecuación (2-53) se reescribe también, en términos de la aceleración traslacional y rotacional de la base. Así, la respuesta de vibración en estado estable relativa a la base se expresa como:

$$w_{rel}(x, t) = \beta_p(\omega, x)(-\omega^2 Y_0 e^{j\omega t}) + \psi_p(\omega, x)(-\omega^2 \theta_0 e^{j\omega t})$$

Donde, la respuesta de desplazamiento transversal a la aceleración de la base debido a la traslación es:

$$\beta_p(\omega, x) = \sum_{r=1}^{\infty} \left[ \left( \sigma_r - \chi_r \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega k_r \sigma_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\tilde{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega k_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \right) \times \frac{\phi_r(x)}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega} \right] \quad 2-57$$

Y la respuesta de desplazamiento transversal a la aceleración de base rotacional es:

$$\psi_p(\omega, x) = \sum_{r=1}^{\infty} \left[ \left( \tau_r - \chi_r \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega k_r \tau_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}}{\frac{1}{R_1} + j\omega \frac{C_{\tilde{p}}}{2} + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{j\omega k_r \chi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega}} \right) \times \frac{\phi_r(x)}{\omega_r^2 - \omega^2 + j2\zeta_r \omega_r \omega} \right] \quad 2-58$$

### 2.3.3 Error relativo

Una vez realizada la simulación, se compararán aspectos importantes en la respuesta del sensor. Es por ello que se hace necesario determinar el error relativo entre los resultados de simulación y los obtenidos a partir del modelo analítico.

$$\%Error = \frac{|V_{aproximado} - V_{exacto}|}{V_{exacto}} * 100\% \quad 2-59$$

## 2.4 Gestión de energía.

### 2.4.1 SPV1050.

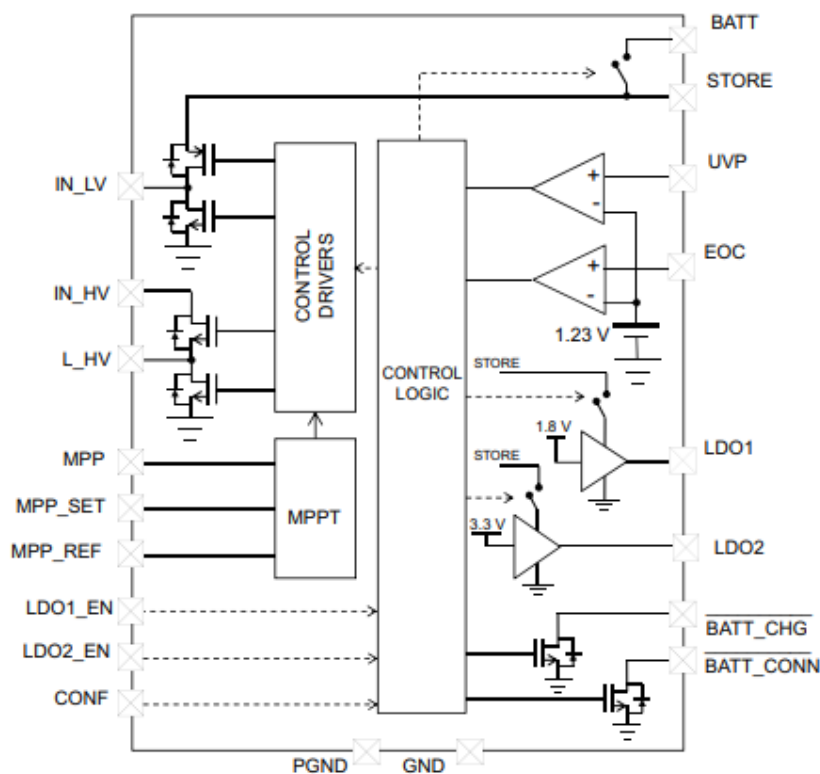
Uno de estos administradores de energía es el SPV1050 el cual es un recolector de ultrabaja potencia y cargador de batería (Ultralow power energy harvester and battery charger) de la empresa STMicroelectronics que ofrece diferentes características, favorables para los sistemas de recolección de energía. Se encuentra especializado para estos sistemas, ya que cuenta con una alta eficiencia de recolección de energía gracias a sus componentes internos. El dispositivo se compone de varios bloques que buscan obtener una alta eficiencia, ver Figura 2-8. Se pueden encontrar bloques como el MPPT,

DRIVER de control, control lógico, convertidores tipo LDO y, por último, se aprecia el sistema de alimentación entre la batería y un sistema de almacenamiento. Toda la información sobre este dispositivo se encuentra en el datasheet (Spv, 2018).

▪ **Características del dispositivo.**

El dispositivo tiene una alta eficiencia para los recolectores de energía debido al bloque MPPT, ya que maximiza la potencia de recolección que entrega el recolector, entrega a la batería una máxima corriente de carga de 70mA, tiene la capacidad de usar dos tipos de convertidores de voltaje DC-DC variables (Boost y Buck-Boost), adicionalmente tiene dos convertidores de voltaje internos que no pueden variar de 1.8 y 3.3 voltios y por ultimo tiene un sistema de protección que evita la sobrecarga de la batería.

**Figura 2-8** Diagrama de bloques del SPV1050



Fuente: *datasheet SPV1050*

- **Cargador de batería.**

Con el propósito de preservar la vida útil de la batería, cuenta con un sistema de control integrado entre la batería y el almacenamiento, el cual se ejecuta mediante un transistor de paso que conmuta si las condiciones de la batería se cumplen. Estas condiciones son el bajo voltaje ( $V_{UVP}$ ) y el voltaje de final de carga ( $V_{EOC}$ ), pueden ser configuradas a través de los pines UVP y EOC, lo que permite realizar fácilmente con un divisor de voltaje ocasionando una histéresis entre estos voltajes. Entonces, si la batería está cargada totalmente (el voltaje del pin STORE sea mayor que  $V_{EOC}$  menos un voltaje de histéresis para que no sea capaz de llegar a la sobrecarga), provocando que el sistema deje de conmutar y no suministre más potencia. De lo contrario, el transistor se abrirá y el voltaje del capacitor conectado en el pin STORE disminuirá para cargar la batería evitando que llegue a ese punto. Estas funciones son controladas por R4, R5 y R6 las cuales componen el divisor. Sin embargo, el existe una franja a la cual no puede llegar, ya que este garantiza que el dispositivo esté funcionando denominado  $V_{BG}$  y que se fija automáticamente en 1.23 V este proceso de fijar este voltaje lo hace internamente. Para evitar las corrientes de fuga, típicamente la resistencia equivalente del del divisor debe cumplir que:

$$10M\Omega \leq R4 + R5 + R6 \leq 20M\Omega \quad 2-60$$

Este PMC cuenta con la disponibilidad al diseñador de establecer cuáles son los límites de o umbrales en los cuales oscilara la energía almacenada en la batería esto lo realiza para no afectar de manera negativa la batería y disminuir la vida útil de esta. Estos parámetros se denominan voltaje de final de carga  $V_{EOC}$  y voltaje de sobre descarga  $V_{UVP}$ . Estos parámetros al igual que el modulo de MPPT se realiza por medio de un divisor de voltaje con se explicó en el capítulo anterior en la pg 41. Para determinar las condiciones de EOC y UVP se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$V_{BG} = V_{UVP} (R5 + R6)/(R4 + R5 + R6) \quad 2-61$$

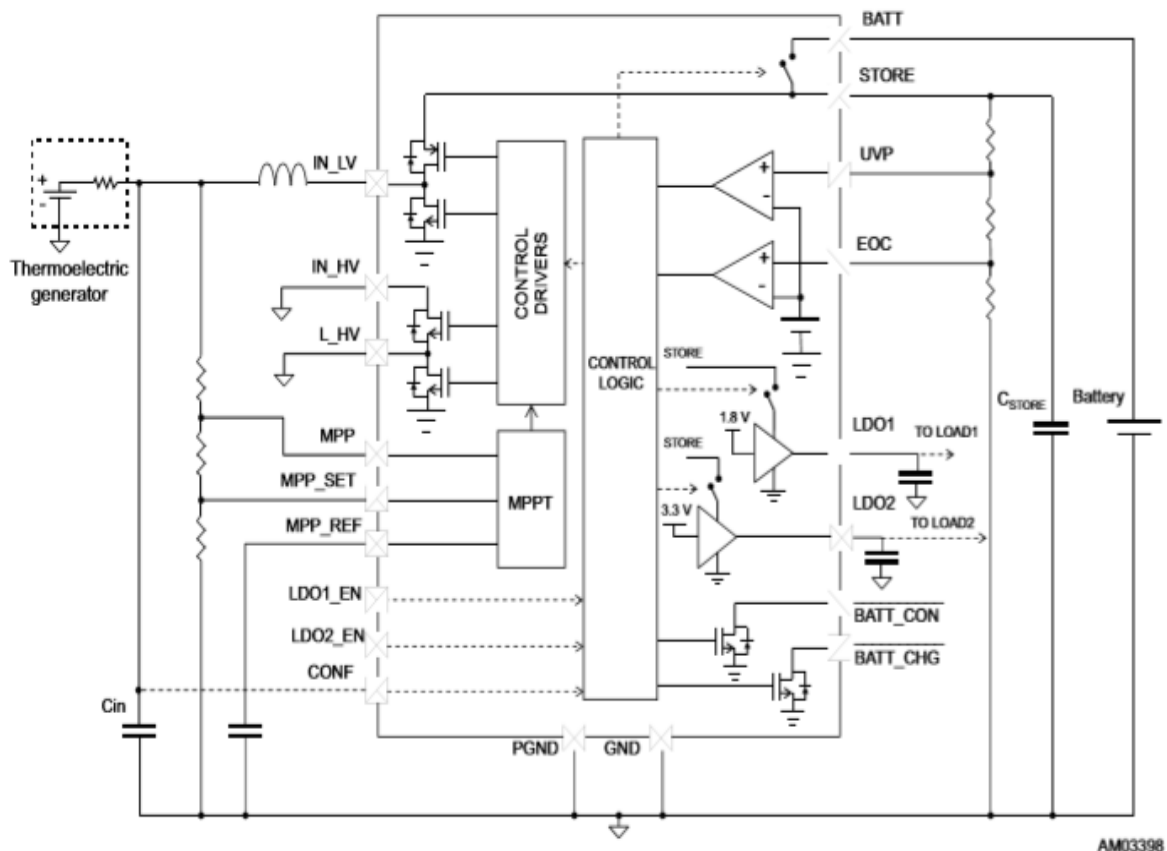
$$V_{BG} = V_{EOC} R6/(R4 + R5 + R6) \quad 2-62$$

El voltaje bandgab  $V_{BG}$  es igual 1.23 V debido a una referencia interna del dispositivo así que para determinar estos resistores se debe establecer cuáles deben ser esos umbrales debe considerar cuales son los parámetros de su batería.

- **Configuraciones de convertidores de voltaje.**

Configuración BOOST de este circuito tiene una configuración específica que se observa en la Figura 2-9 esta configuración el dispositivo debe recibir suficiente energía para empezar a conmutar y entregar la energía al almacenamiento el umbral que debe pasar en el pin STORE es 2.6V se puede observar en la Figura 2-10 Gráfica de entrega de potencia versus el voltaje en el pin STORE., donde se observa la entrega de potencia versus el voltaje en el pin STORE.

**Figura 2-9** Esquema eléctrico para utilizar la configuración del convertidor tipo Boost.

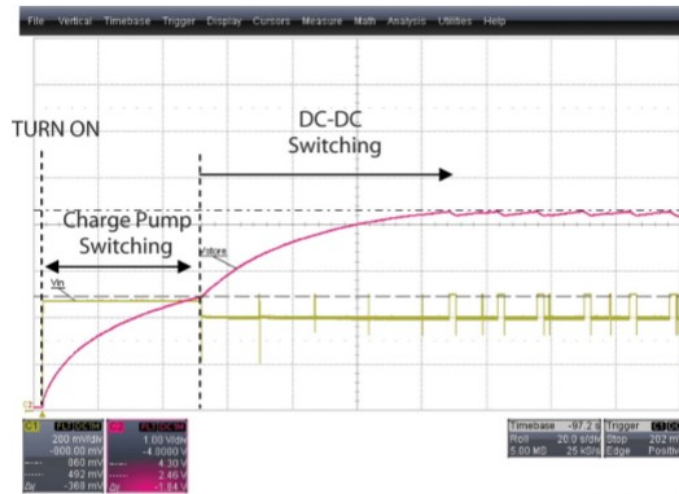


Fuente: *datasheet SPV1050*

En el rango 2.6V y  $V_{EOC}$  el dispositivo eleva el voltaje por medio del convertidor DC-DC y adapta su impedancia internamente para la mayor transferencia de potencia, lográndolo por medio del bloque MPPT, lo cual se aprecia mejor en las Características del dispositivo. que habla del MPPT interno del dispositivo. Hay que destacar que esta es una

configuración más óptima para las fuentes termoelectricas debido a su naturaleza de entregar mayormente su potencia en forma de voltaje.

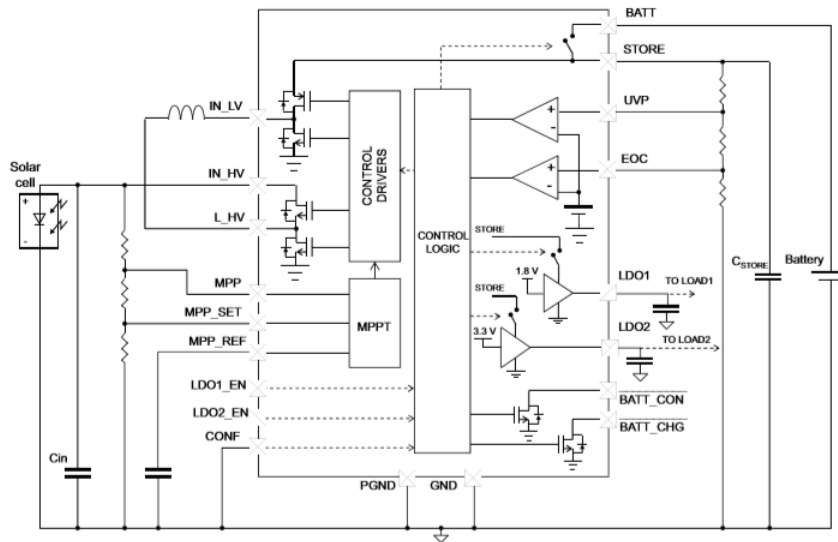
**Figura 2-10** Gráfica de entrega de potencia versus el voltaje en el pin STORE.



Fuente datasheet SPV1050.

La configuración BUCK-BOOST es muy similar con el convertidor tipo BOOST que dependen de las mismas condiciones de operación, sin embargo, el esquema eléctrico es diferente que se puede ver en Figura 2-11 y además por la propia naturaleza de ser un convertidor tipo Buck-Boost la forma de empezar a conmutar es diferente como se observa en la Figura 2-12.

**Figura 2-11** Configuración Buck-Boost en el dispositivo spv1050.



Fuente datasheet SPV1050.

Como se observa el voltaje de la fuente recolectora ya no se encuentra conectada al inductor por lo tanto su grafica de inicio del dispositivo para empezar a conmutar es diferente pero en esencia tiene el mismo concepto de protección de la batería y protección del mismo circuito esto se puede apreciar mejor en Figura 2-11, se puede observar cómo al recibir energía no conmuta directamente ya que no garantizaría la máxima potencia pero en el momento de que el voltaje en el pin STORE es de 2.6V el convertidor realiza su trabajo, esto provoca que cargue el condensador del pin anterior hasta que llegue al  $V_{EOC}$  y entra el sistema de protección de la batería a funcionar esto se menciona en el ítem Cargador de batería.

**Figura 2-12** Inicio del dispositivo en configuración Buck-Boost.



Fuente datasheet SPV1050.

- **MPPT.**

En relación al datasheet del PMC para configurar los parámetros del MPPT se debe realizar por medio de voltajes esto con el fin de disminuir las pérdidas y espacio utilizado. Se realiza por medio de un divisor de voltaje, esto se puede observar mejor en el apéndice A, esto provocara una corriente de fuga la cual disipara la energía, pero variando el valor



de la resistencia equivalente al divisor el cual puede disminuir esta pérdida de energía en forma de corriente, siguiendo la ley de Ohm se puede calcular fácilmente.

$$I_{fuga} = \frac{V_{oc}}{R_1 + R_2 + R_3} \quad 2-63$$

Donde  $V_{oc}$  es el voltaje en circuito abierto de la fuente recolectora, como no es controlable la fuente recolectora debido a su naturaleza se varían las resistencias ya que son inversamente proporcionales, entonces deben ser de orden superior para no afectar de manera significativa la eficiencia del sistema, el datasheet recomienda que:

$$10M\Omega \leq R_1 + R_2 + R_3 \leq 20M\Omega \quad 2-64$$

Además de esta recomendación la selección de estos resistores se deben aplicar las siguientes ecuaciones 2-65 y 2-66 donde se considera que el voltaje del MPP (máximo punto de potencia) mínimo  $V_{MPP(min)}$  puede ser menor al voltaje de protección inferior o voltaje de sobre descarga, tomando en cuenta que tienen una histéresis  $V_{UPV(min)}$ .

$$R_2 + R_3 \leq V_{UPV(min)} \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{V_{oc}} \quad 2-65$$

$$R_2 + R_3 \leq \frac{51(R_1 + R_2 * R_3)V_{MPP(min)}}{V_{EOC}} \quad 2-66$$

Donde  $V_{EOC}$  es el voltaje de final de carga de la batería. Además de las anteriores ecuaciones si seleccionamos que  $R_1$  sea igual a cero se obtiene que:

$$V_{MPP-REF} = V_{IN(min)} \quad 2-67$$

Este caso sucede porque el voltaje máximo de la fuente es menor al voltaje mínimo de sobre descarga. En consecuencia  $R_2$  y  $R_3$  definirán la velocidad del MPPT definida de esta manera:

$$MPP_{RATIO} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad 2-68$$

## 2.4.2 ADP5091

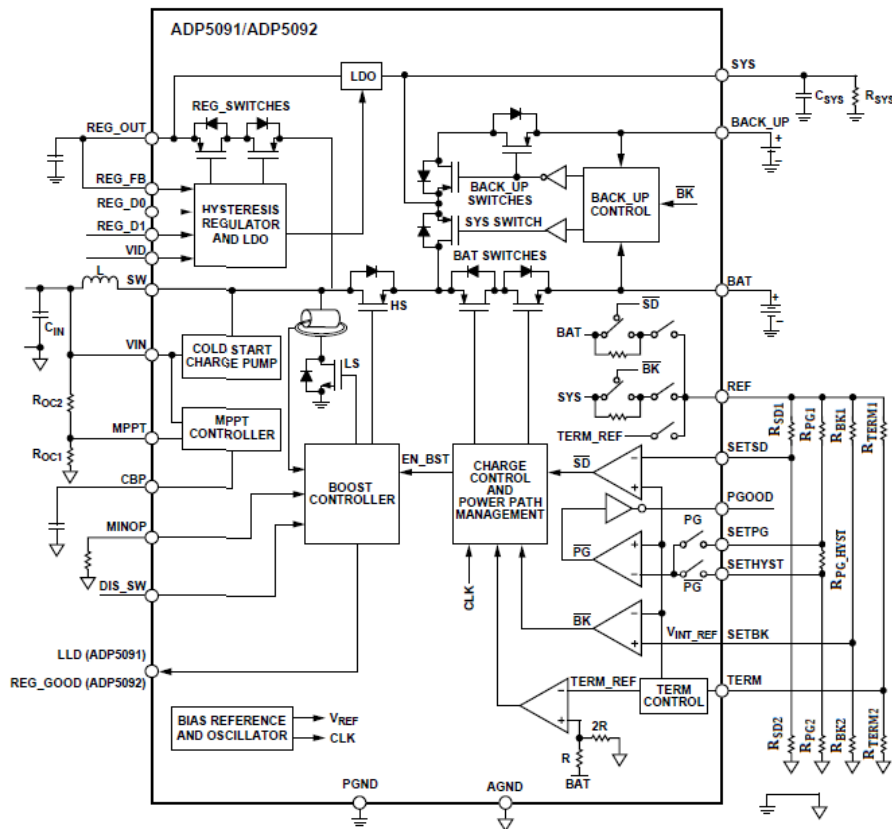
Unidad de gestión de energía ultra baja que convierte la energía de generadoras fotovoltaicas, termoeléctricas y piezoeléctricas. Tiene la capacidad de cargar baterías recargables de iones de Litio, baterías de película delgada, condensadores o supercondensadores. Además de encender pequeños dispositivos sin la necesidad de un elemento de almacenamiento.

Permite la extracción de la mayor cantidad de energía posible del cosechador mediante el control MPPT, que mantiene la fluctuación del voltaje de entrada en un rango fijo para mantener una conversión DC-DC estable. En la Figura 2-13 se presenta el diagrama de bloques detallado de las funcionalidades mencionadas.

Posibilita la selección de la fuente de alimentación, entre una batería primaria, una secundaria o, el dispositivo de recolección de energía.

Facilita la conversión para potencias cosechadas de  $6 \mu\text{W}$  hasta  $600 \text{ mW}$ .

**Figura 2-13:** Diagrama de bloques detallado del ADP5091

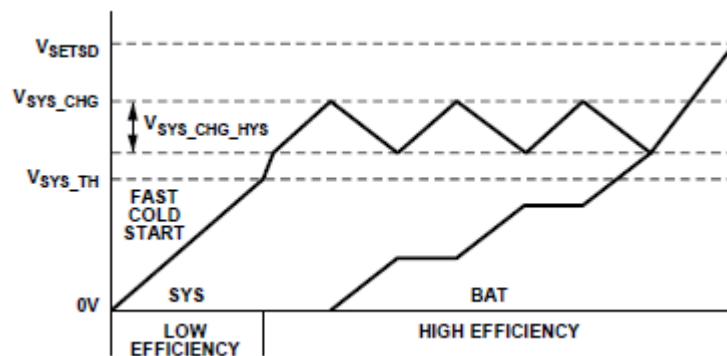


Fuente Hoja de datos ADP5091

### ▪ Circuito de arranque rápido en frío

Extrae la energía disponible en el pin *VIN* para cargar los condensadores en el pin *SYS* hasta el voltaje  $V_{SYS\_TH}$  desde el cual el regulador de refuerzo y el controlador de carga inician su funcionamiento. Cuando el voltaje *SYS* es mayor que el umbral de carga *BAT* interno ( $V_{SYS\_CHG}$ ) se carga el elemento de almacenamiento en el pin *BAT* a través del regulador de carga. Cuando el voltaje *SYS* es inferior, deja de cargar el elemento en el pin *BAT* y se reinicia la carga en el pin *SYS* para garantizar que no entre en arranque en frío. La Figura 2-14 muestra la secuencia de este proceso.

**Figura 2-14:** Secuencia del arranque en frío



Fuente Hoja de datos ADP5091

### ▪ Regulador Boost principal

Funciona en modo de modulación de frecuencia de pulso (PFM) transfiriendo la energía almacenada en el condensador de entrada al elemento de almacenamiento conectado en el pin *BAT*. El circuito de control MPPT regula el voltaje *VIN* en el nivel muestreado en el pin *MPPT* y almacenado en el condensador conectado al pin *CBP*.

### ▪ Seguimiento del punto de máxima potencia

El regulador de refuerzo puede funcionar en modo sin detección o detección dinámica. Para el primer caso, el pin *MINOP* permanece desconectado y funciona con un voltaje MPPT fijo.

Por otra parte, el modo de detección dinámica es activado cuando el voltaje del pin *MINOP* se encuentra por debajo de  $V_{MINOP\_DSM}$  a través de una resistencia a *AGND*. El pin *MPPT* tiene una corriente de polarización típica de  $2\ \mu\text{A}$  a través de la resistencia  $R_{OC1}$  en la que se establece el voltaje MPPT.

La referencia de regulación de entrada de refuerzo es el voltaje de circuito abierto en el pin *VIN* escalado mediante un divisor resistivo para el pin *MPPT*. Para mantener el voltaje *VIN* en los puntos de máxima potencia se muestrea periódicamente el voltaje *MPPT* y se almacena en el condensador conectado al pin *CBP*. Este voltaje de referencia se actualiza cada 16 segundos, desactivando el regulador por 256 ms y muestreando el voltaje en el pin *MPPT* cuando el nivel de voltaje *BAT* excede el umbral *SETSD* ( $V_{SETSD}$ ).

El voltaje de referencia se establece mediante la Ecuación (2-69).

$$V_{MPPT} = V_{IN} \frac{R_{OC1}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \quad 2-69$$

- **Función de umbral de operación mínima**

Al establecer el voltaje del pin *MINOP* más bajo que el rango de voltaje de operación *MINOP* del modo de detección de *MPPT* dinámico ( $V_{MINOP\_DSM}$ ) a través de una resistencia a *AGND*, la función de umbral de operación mínima puede desactivar el regulador de refuerzo principal para evitar la descarga del elemento de almacenamiento cuando la energía generada por la cosechadora es menor que el consumo del sistema. Cuando el voltaje del pin *CBP* disminuye al umbral establecido por la resistencia en el pin *MINOP*, el regulador de refuerzo deja de cambiar. La corriente de polarización típica de *MINOP* es 2.00  $\mu$ A. La función de umbral de operación mínima deshabilita la función *MPPT* para lograr la corriente de reposo de 390 nA (típica). Deshabilite esta función conectando el pin *MINOP* al pin *AGND*.

El indicador de baja densidad de luz (*LLD*) es la salida del comparador *MINOP* que le indica al microprocesador que calcule el ciclo con energía de entrada insuficiente en un período determinado.

- **Modo Salida regulada**

La salida regulada de 150 mA del ADP5091 no solo funciona en el modo de refuerzo de histéresis o en el modo *LDO*, sino que también funciona en el modo híbrido en el que el regulador puede hacer una transición suave entre estos dos modos automáticamente. Después de que el voltaje *BAT* excede el umbral *SETSD* o el voltaje *SYS* es mayor que el umbral *SETPG*, se puede habilitar el regulador.

En el modo de refuerzo de histéresis, el regulador de refuerzo carga el voltaje de salida ligeramente más alto que su voltaje de salida preestablecido. Cuando el voltaje de salida aumenta hasta que la señal de detección de salida excede el umbral superior del comparador de histéresis (el umbral de reposo), el regulador entra en modo de reposo. En el modo de reposo, para permitir una corriente de reposo baja y un rendimiento de alta eficiencia, los interruptores del lado bajo y del lado alto y la mayoría de los circuitos están desactivados.

Durante el modo de reposo, el condensador de salida suministra la energía a la carga, el voltaje de salida disminuye hasta que cae por debajo del umbral inferior del comparador de histéresis (el umbral de activación), y el regulador de refuerzo se activa y genera los pulsos de modulación de ancho de pulso (PWM) para cargar la salida de nuevo.

En el modo LDO, la salida genera energía desde el pin *SYS* con al menos un pequeño condensador cerámico de salida de 4.7  $\mu\text{F}$ . El LDO proporciona una corriente de reposo ultra baja y un rendimiento transitorio superior para aplicaciones digitales y de RF, y admite aplicaciones sensibles al ruido.

En modo híbrido, los pines *VIN* y *SYS* extraen energía al pin *REG\_OUT*. Cuando la potencia de carga es inferior a la potencia de entrada, el regulador sale del modo LDO y obtiene la energía solo del lado de entrada.

#### ▪ Configuración del modo de trabajo de salida regulada

Los pines *REG\_D0* y *REG\_D1* permiten una configuración flexible del modo de trabajo de la salida regulada. La Tabla 2-5 detalla la configuración del modo de trabajo establecida por estos dos pines.

**Tabla 2-5:** Configuración del modo de trabajo de salida regulada

Modo de trabajo	REG_D0	REG_D1
Boost inactivo	bajo	N/A
Boost activo	alto	N/A
LDO inactivo	N/A	bajo
LDO activo	N/A	alto

Fuente *Datasheet ADP5091*

- **Configuración de salida regulada**

La salida regulada de 150 mA está disponible en ocho opciones de voltaje de salida fija que van desde 1.5 V a 3.6 V conectando una resistencia a través del pin VID al pin AGND. La Tabla 2-6 muestra las opciones de voltaje de salida establecidas por el pin VID.

**Tabla 2-6:** Opciones de voltaje de salida en el pin VID

Configuración VID (RVID [kΩ])	Voltaje de salida en el pin VID [V]
Corto a tierra	Programado con resistencia externa
Flotante	2.5
7	1.5
14	1.8
27.7	3.6
55.6	3.3
111	2.0
221	3.0
442	2.8

Fuente *Datasheet ADP5091*

El divisor de resistencia externo o el pin VID pueden programar la salida regulada. La relación de las dos resistencias externas establece el rango de voltaje de salida ajustable de 1.5 V a 3.6 V, como se muestra en la Tabla 2-6. El dispositivo actúa como un servo a la salida para mantener el voltaje en el pin REG\_FB a 1.0 V referenciado a tierra. La corriente en R1 es igual a  $1.0 \text{ V} / R_2$ , y la corriente en R1 es la corriente en R2 más la corriente de polarización del pin REG\_FB. Calcule el voltaje de salida mediante la Ecuación (2-70).

$$V_{OUT} = V_{REG\_OUT} = 1.02 * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad 2-70$$

Para minimizar la corriente de reposo, se recomienda utilizar valores de resistencia grandes para R1 y R2.

- **Gestión de carga de almacenamiento de energía**

El almacenamiento de energía está conectado al pin BAT. El almacenamiento puede ser una batería recargable, un supercondensador o un condensador de 100 μF o más. El controlador de almacenamiento de energía administra las operaciones de carga y

descarga, monitorea el voltaje del pin *SYS* y establece la señal *PGOOD* alta cuando está por encima del umbral programado en el pin *SETPG*.

Cuando el voltaje del pin *BAT* excede el umbral de carga del terminal de la batería en el pin *TERM*, la operación de refuerzo finaliza para evitar la sobrecarga de la batería. El umbral de carga del terminal de la batería es programable de 2.2 V a 5.2 V. Cuando el voltaje *BAT* cae por debajo del nivel de umbral de carga de la batería en el pin *SETSD*, los interruptores entre el pin *BAT* y el pin *SYS* se apagan para evitar una descarga destructiva de la batería, y el impulso funciona en modo asíncrono. Aunque no hay límite de corriente en los pines *SYS* y *BAT*, se recomienda limitar la corriente de carga del sistema a menos de 1000 mA. La gran corriente de carga del sistema genera una caída entre el pin *SYS* y la batería recargable en el pin *BAT*, teniendo en cuenta la resistencia del interruptor *SYS*, el interruptor *BAT* y la resistencia interna de la batería recargable.

Cuando no hay una fuente de entrada conectada, se conecta el pin *SYS* a tierra antes de conectar un elemento de almacenamiento al pin *BAT*. Después de conectar en caliente un elemento de almacenamiento cargado, suelte el pin *SYS* porque un voltaje *SYS* que es menor que el final del umbral de operación de arranque en frío (*VSYS\_TH*) hace que el interruptor *BAT* permanezca apagado para proteger el elemento de almacenamiento hasta que el voltaje *SYS* alcance *VSYS\_TH*. Los interruptores *BAT* restantes también se pueden describir como modo de almacenamiento, un estado con la menor fuga (3.5 nA típico) que permite un largo período de almacenamiento sin descargar el elemento de almacenamiento en *BAT*.

#### ▪ Selección de los umbrales **BACKUP** y **BAT**

Para determinar cuándo habilitar la función *BACK\_UP*, el umbral del interruptor en el pin *BAT* debe establecerse mediante el uso de resistencias externas en el pin *SETBK*. Cuando el voltaje *BAT* es inferior al umbral *SETBK*, el circuito de control interno *BACK\_UP\_Mx* selecciona automáticamente el terminal de alto voltaje como la fuente de alimentación *SYS*. La Figura 2-14 muestra el voltaje de umbral descendente *VSETBK* dado por la Ecuación (2-71).

$$V_{SETBK} = V_{INT\_REF} \left( 1 + \frac{R_{BK1}}{R_{BK2}} \right) \quad 2-71$$

Tiene una resistencia típica interna de  $R_{SETBK\_HYS} = 115 \text{ k}\Omega$ , para programar la histéresis, dada por la Ecuación (2-72).

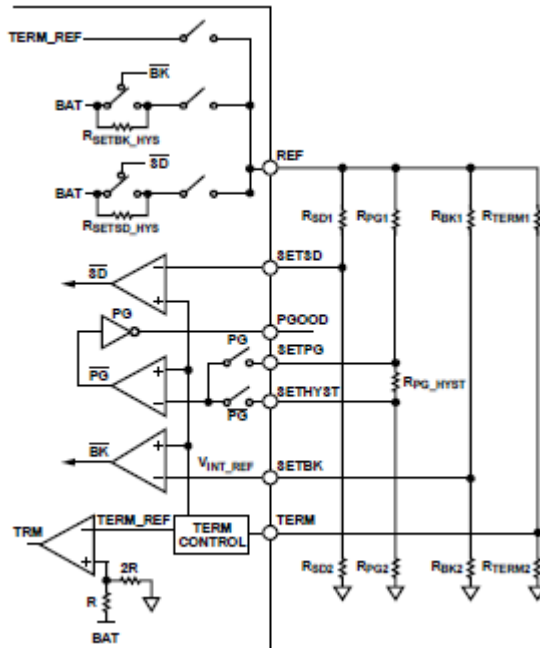
$$V_{SETBK\_HYS} = V_{SETBK} * \frac{R_{SETBK\_HYS}}{R_E} \quad 2-72$$

Donde  $R_E$  es la resistencia equivalente de los cuatro divisores de resistencia de configuración externa. Teniendo en cuenta el consumo de corriente en reposo, la suma de las resistencias que comprenden el divisor de resistencia debe ser mayor que  $6 \text{ M}\Omega$ , es decir, lo presentado en la Ecuación (2-73).

$$R_{SETBK\_HYS} + R_{BK1} + R_{BK2} > 6 \text{ M}\Omega \quad 2-73$$

La resistencia equivalente de los cuatro divisores de resistencia de configuración externa ( $R_E$ ) es equivalente al valor en paralelo de los tres divisores de resistencia.

**Figura 2-15:** Configuración de parámetros



Fuente Hoja de datos ADP5091

- **Protección de sobrecarga de la batería.**

Para evitar que las baterías recargables se sobrecarguen y dañen, el umbral de carga del terminal de la batería ( $V_{BAT\_TERM}$ ) debe establecerse mediante el uso de resistencias



externas. La Figura 2-15 muestra el voltaje de umbral ascendente  $V_{BAT\_TERM}$  dado por la Ecuación (2-74).

$$V_{BAT\_TERM} = \frac{3}{2} * V_{INT\_REF} * \left(1 + \frac{R_{TERM1}}{R_{TERM2}}\right) \quad 2-74$$

Teniendo en cuenta el consumo de corriente en reposo, la suma de las resistencias debe tener más de 6 M $\Omega$ , es decir, lo presentado en la Ecuación (2-75).

$$R_{TERM1} + R_{TERM2} > 6 \text{ M}\Omega \quad 2-75$$

El umbral de carga del terminal de la batería viene dado por  $V_{BAT\_TERM\_HYS}$ , que se establece internamente en el umbral de carga del terminal de la batería menos un voltaje de histéresis interno denotado por  $V_{BAT\_TERM\_HYS}$ .

Cuando el voltaje en la batería excede el umbral  $V_{BAT\_TERM}$ , el regulador de refuerzo principal se desactiva. El impulso principal comienza nuevamente cuando el voltaje de la batería cae por debajo del nivel  $V_{BAT\_TERM\_HYS}$ . Cuando la energía de entrada es excesiva, el voltaje del pin  $V_{BAT}$  se ondula entre los niveles  $V_{BAT\_TERM}$  y  $V_{BAT\_TERM\_HYS}$ .

## **3. Capítulo 3: Metodología**

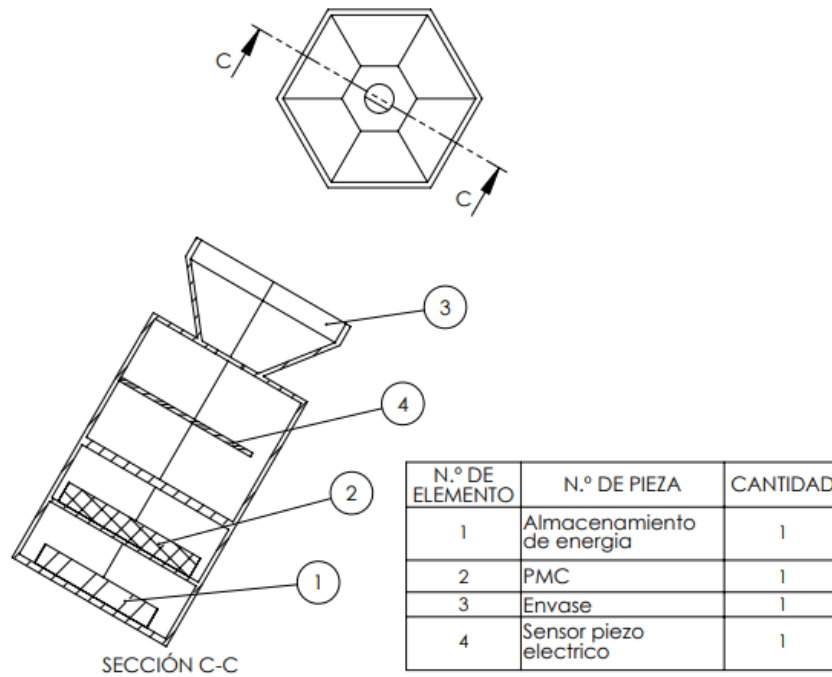
### **3.1 Etapa 1: Fundamentación teórica**

En los capítulos 1 y 2 se compila la información necesaria para el desarrollo del sistema de recolección.

### **3.2 Etapa 2: Diseño del resonador Helmholtz**

Teniendo en cuenta las necesidades del dispositivo, se debe tener en cuenta ciertos criterios los cuales establecerán los primeros lineamientos que permitirán un boceto conceptual. Una de las primeras condiciones que se debe tener en cuenta es ser portable debido que las mayores fuentes de energía acústica se encuentran en zonas comerciales e industriales entonces debe tener una geometría la cual pueda ser de fácil transportar y además sea funcional en términos de recolector de energía. Para esto se observó cuáles son los implementos que tienen los usuarios que normalmente llevan consigo, dentro de ellos las botellas de agua son muy comunes por esto se propone una geometría parecida, con la cual pueda almacenar los elementos electrónicos y el sensor adecuado para realizar la recolección de energía para esto se plantea el esquema de la Figura 3-1 en este se puede observar los elementos que deben componer este dispositivo de recolección de energía.

**Figura 3-1:** Esquema a gran escala del dispositivo.



Este esquema del dispositivo físico cuenta con una cavidad para realizar una resonancia acústica nombrada en el cap. 2.1 el cual debe tener unas dimensiones específicas que definen la resonancia, para esto se debe seguir las ecuaciones descritas en el capítulo anterior, de acuerdo a esas ecuaciones en vez de partir de las dimensiones y llegar a la frecuencia de resonancia, se establece la frecuencia acústica y determinar las dimensiones adecuadas sin afectar significativamente la geometría de portabilidad, la mejor manera de realizar esto es establecer las dimensiones generales y variar un solo parámetro en este caso se puede variar el diámetro del cuello manteniendo fijo los demás parámetros de la Ecuación (2-9). Realizando los despejes adecuados y teniendo en cuenta la longitud característica se obtiene la siguiente ecuación:

$$r_o = \left(\frac{0.86V}{\pi}\right) \left(\frac{2\pi}{v} f^H\right)^2 \tag{3-1}$$

Siendo  $r_n$  el radio del cuello del resonador, entonces definiendo los siguientes parámetros:

$$h = 6.5 \text{ cm}$$

$$i = 4,62 \text{ cm}$$

$$L = 0.2 \text{ cm}$$

$$f^H = 451.42 \text{ Hz}$$

Reemplazando los valores se obtiene que el volumen interno del resonador:

$$V = 360.45 \text{ cm}^3$$

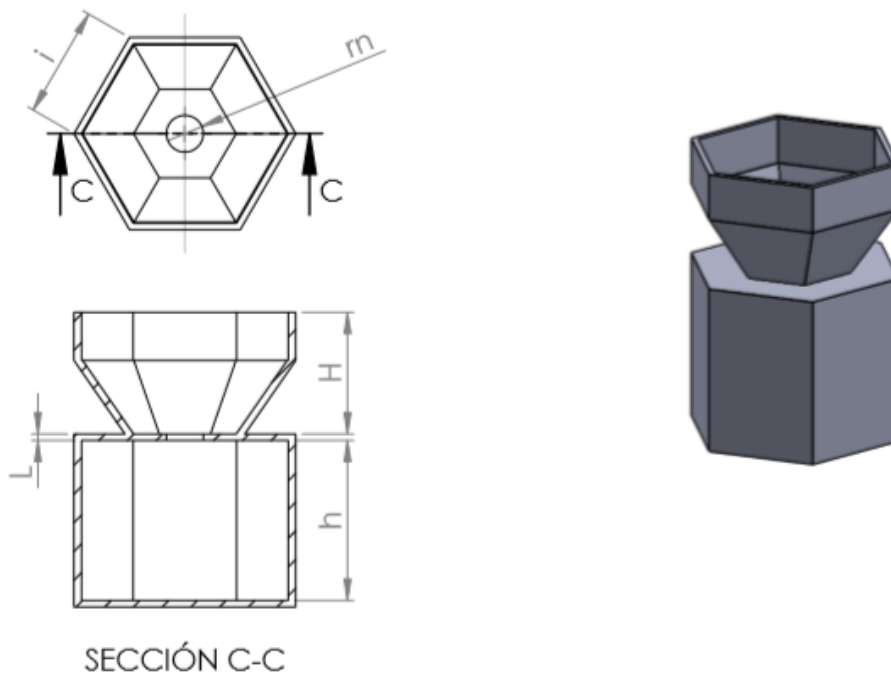
Finalmente reemplazando en la Ecuación (3-1) se obtiene que el radio del cuello del resonador debe ser:

$$r_0 = 0.67 \text{ cm}$$

Considerando las dimensiones establecidas previamente, se obtiene una ganancia en presión, es decir, la presión al interior del resonador es A veces la presión incidente. Calculando por medio de la Ecuación (2-10),  $A = 3.78$ .

A partir de estas dimensiones, se diseña un resonador tal como se ve en la Figura 3-2. Donde la variación de la frecuencia resonante depende del cuello que conecta el volumen interno con el exterior, teniendo en cuenta los parámetros de diseño mencionados.

**Figura 3-2:** Resonador *Helmholtz* adecuado para el dispositivo recolector.



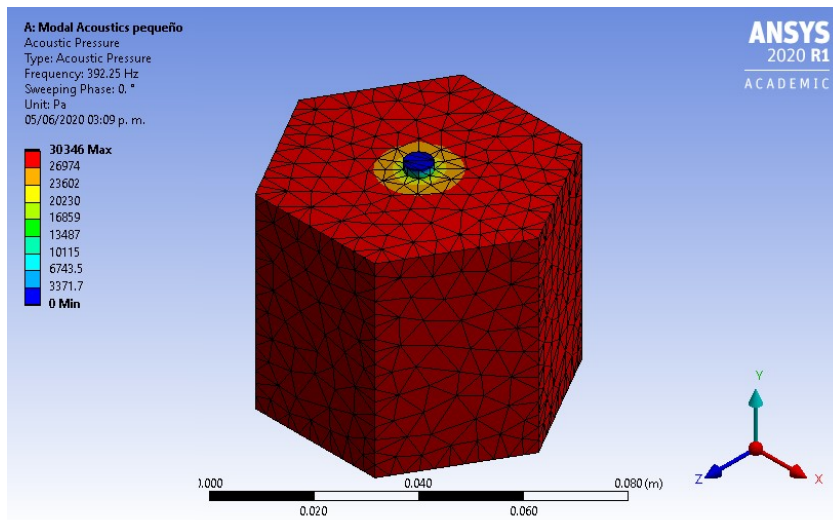
### 3.2.1 Análisis acústico del resonador.

Corroborando la suposición de diseño de variar la dimensión de sección incidencia del sonido se puede suponer que si aumenta esta sección aumentara la frecuencia resonante y viceversa sin embargo disminuye la presión acústica media dentro del resonador, en las Figura 3-3, Figura 3-4, Figura 3-5, donde se simulan los modos fundamentales de los volúmenes internos de aire a temperatura ambiente con diferentes tamaños de sección de incidencia con los tamaños de la siguiente tabla.

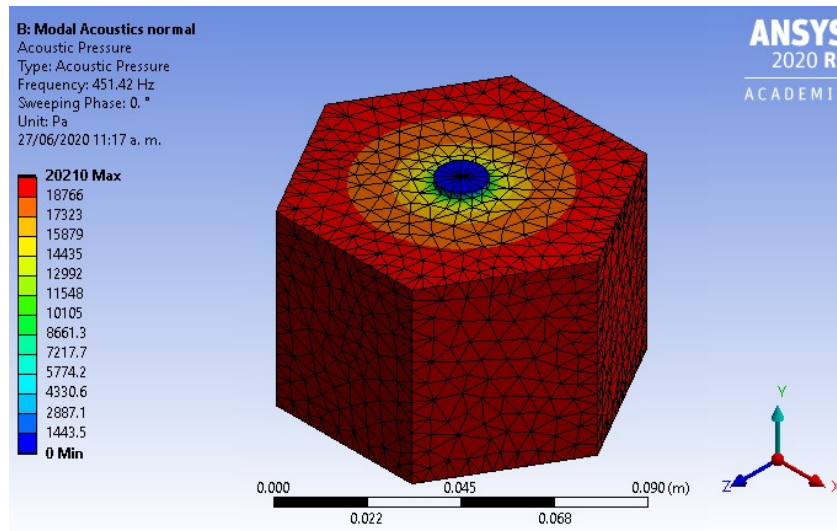
**Tabla 3-1:** Frecuencia del resonador Helmholtz al variar el radio del cuello

Radio del cuello [cm]	Frecuencia resonante [Hz]
0.51	392.25
0.67	451.42
2.03	783.36

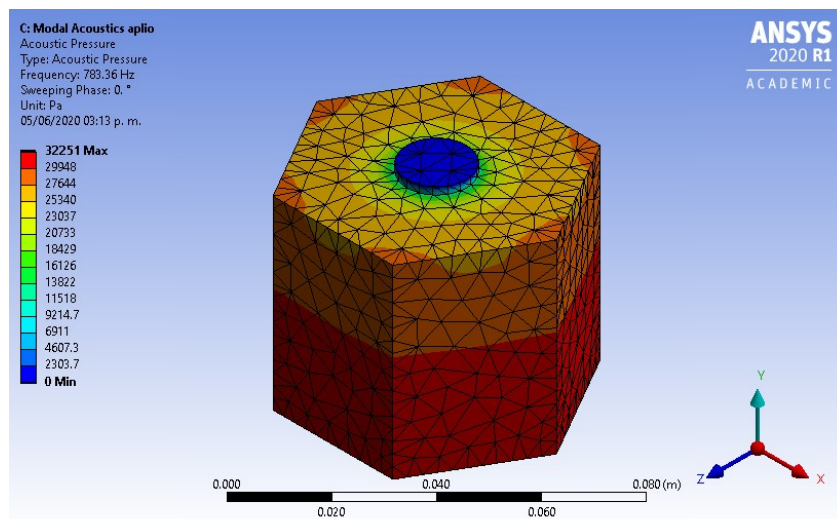
**Figura 3-3:** Resonador con radio del cuello de incidencia reducido,  $r_0 = 0.51$  cm.



**Figura 3-4:** Resonador a utilizar en el diseño del recolector de energía,  $r_o = 0.67$  cm.

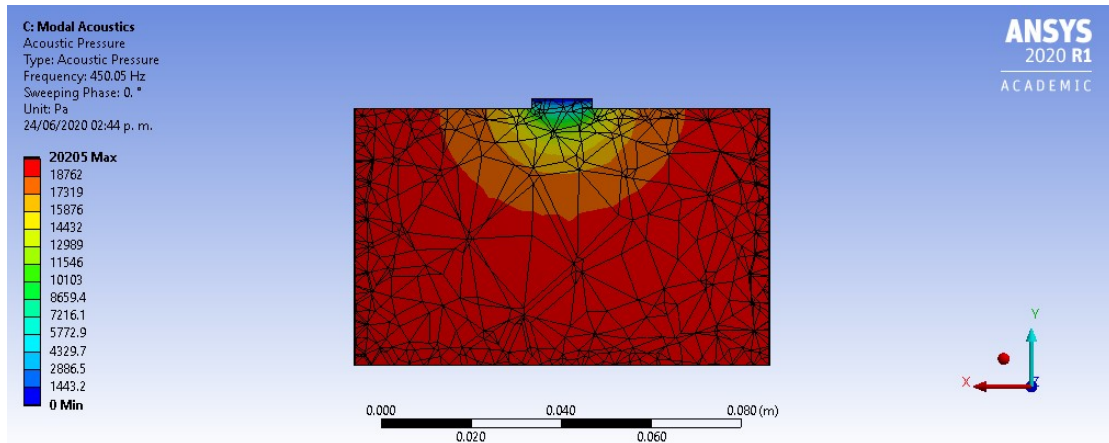


**Figura 3-5:** Resonador con radio del cuello de incidencia ampliado,  $r_o = 2.03$  cm.



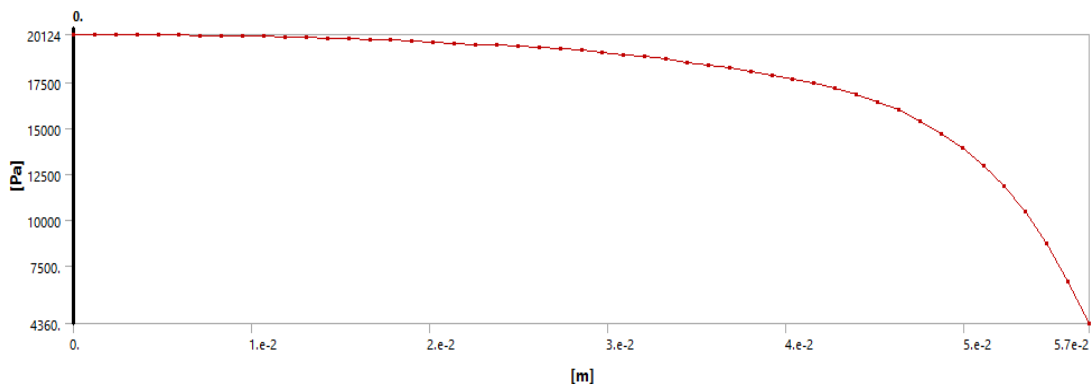
Se puede observar como a medida que aumenta el radio de incidencia del sonido la frecuencia aumenta, pero su presión acústica adentro del resonador disminuye. Esto dificulta el funcionamiento adecuado para la recolección de energía debido que esa presión es la encargada de desplazar y deformar el sensor piezoeléctrico. Teniendo en cuenta lo anterior, el resonador a utilizar (Figura 3-2) su comportamiento es adecuado tanto por la frecuencia acústica resonante y a su vez su presión acústica es su interior es bastante homogénea, se puede observar mejor en la Figura 3-6. Esto da paso a la ubicación del sensor para tener la mayor presión acústica.

**Figura 3-6:** Vista de la presión acústica interior del resonador Helmholtz a utilizar.



Se debe hacer hincapié en el la ubicación del sensor debido que si sus condiciones no son lo más adecuadas posibles puede afectar a la recolección de energía al disminuir la deformación provocada por dicha presión acústica, para esto se obtiene el rango de posiciones adecuadas para situar el sensor adentro del resonador en referencia a la vista de la presión acústica interna del resonador se obtiene la Figura 3-7 donde se aprecia la presión en el centro del resonador desde la base hasta el exterior del resonador.

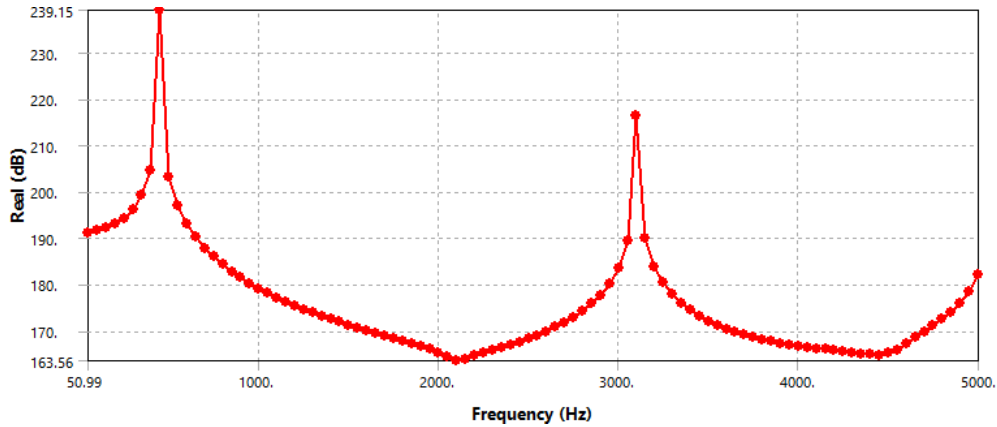
**Figura 3-7:** Presión acústica en el centro del resonador a lo largo del volumen acústico.



Se observa que se obtiene la mayor presión a medida que nos acercamos a la base del resonador, sin embargo, cae 2000 Pa cuando nos acercamos a el medio del volumen acústico. Entonces se puede establecer que la posición de sensor debe estar entre 0 y 3 cm tomando como 0 la base del resonador. Los datos anteriores corresponden a la respuesta modal acústica del resonador en su primer modo fundamental, a medida que aumenta la frecuencia el resonador pasa por diferentes modos de oscilación donde el resonador en a ciertos casos amplificara la presión y en otros atenuaran la presión interna esto se puede

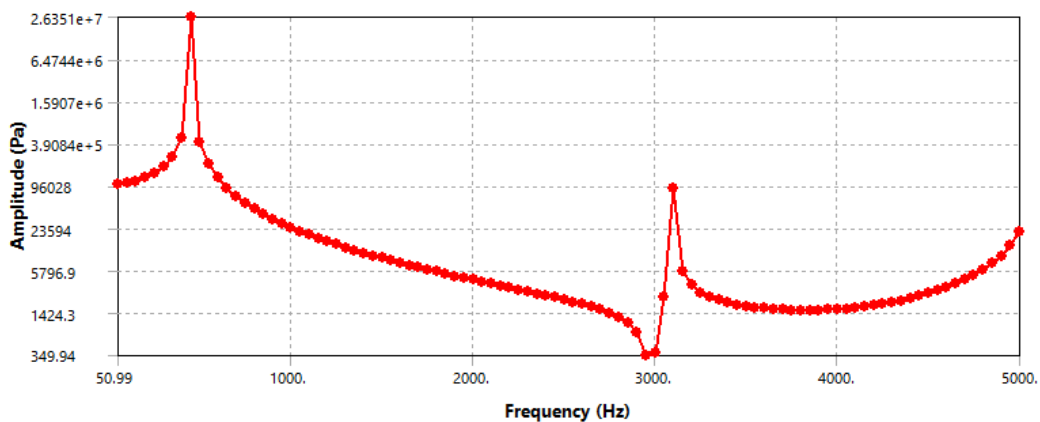
observar si relacionamos el nivel de presión sonora y la frecuencia introduciendo una presión acústica como lo muestra la Figura 3-8, para obtener esta respuesta en ANSYS se debe utilizar el análisis armónico donde a la presión de entrada le proporciona propiedades armónicas.

**Figura 3-8:** Nivel de presión acústica respecto a la frecuencia.



La figura anterior se observa como cada pico representa un modo fundamental de amplificación del nivel de presión sonora y cada valle representa un modo que atenúa dicha presión, viendo esto en magnitud se puede observar en Figura 3-9 donde corresponde a la respuesta en magnitud del análisis modal acústico, se debe destacar que la geometría elegida proporciona el primer modo fundamental es la frecuencia resonante la cual se encuentra en 451 Hz.

**Figura 3-9:** Presión acústica respecto a la frecuencia del volumen interno.

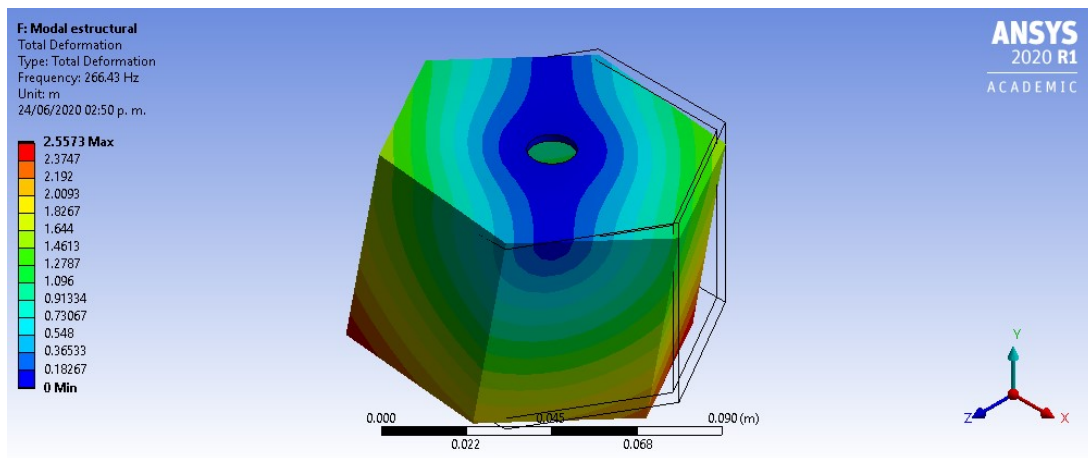




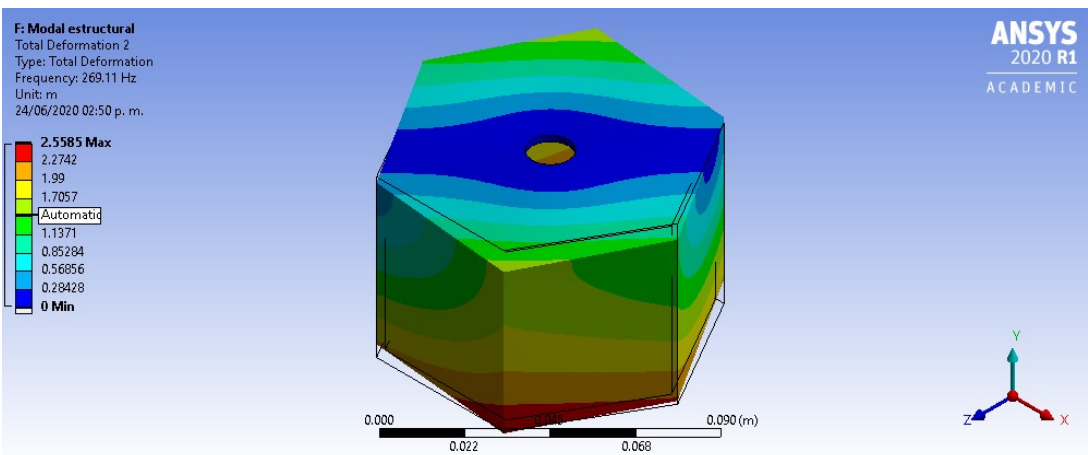
### 3.2.2 Análisis estructural del resonador

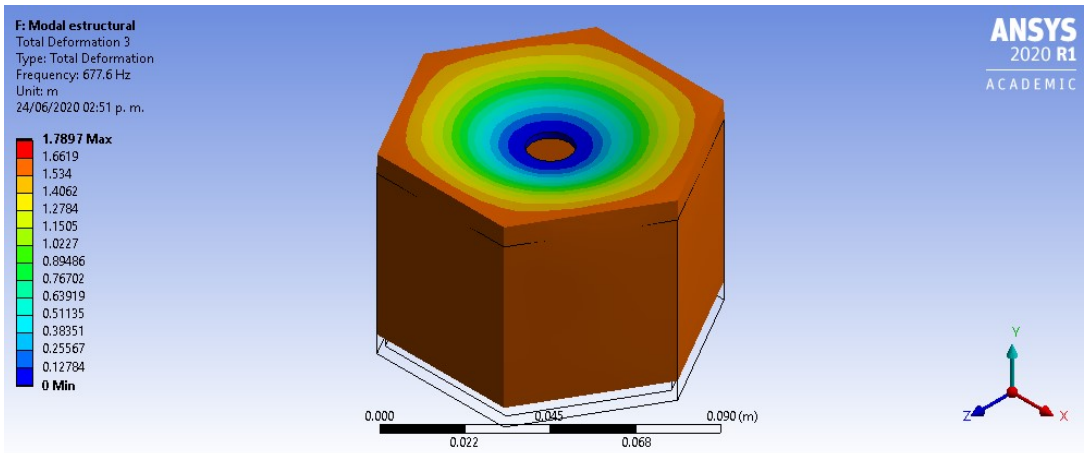
De igual manera se debe realizar una simulación estructural del envase el cual contendrá ese volumen de aire, en este caso es de acero estructural. Los análisis que se deben realizar por medio de ANSYS con la función de análisis modal donde se busca encontrar lo modos fundamentales de esa estructura, ya que estos son los modos oscilatorios que pueden afectar al resonador. Esto se puede ver en la Figura 3-10, Figura 3-11, Figura 3-12 los primeros tres modos de oscilación.

**Figura 3-10:** Primer modo fundamental en el análisis estructural del envase.

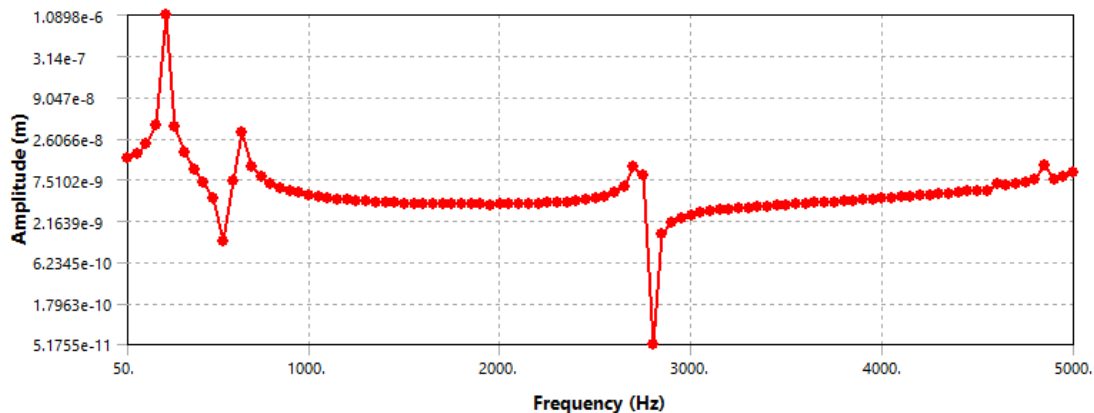


**Figura 3-11:** Segundo modo fundamental en el análisis estructural del envase.



**Figura 3-12:** Tercer modo fundamental en el análisis estructural del envase.

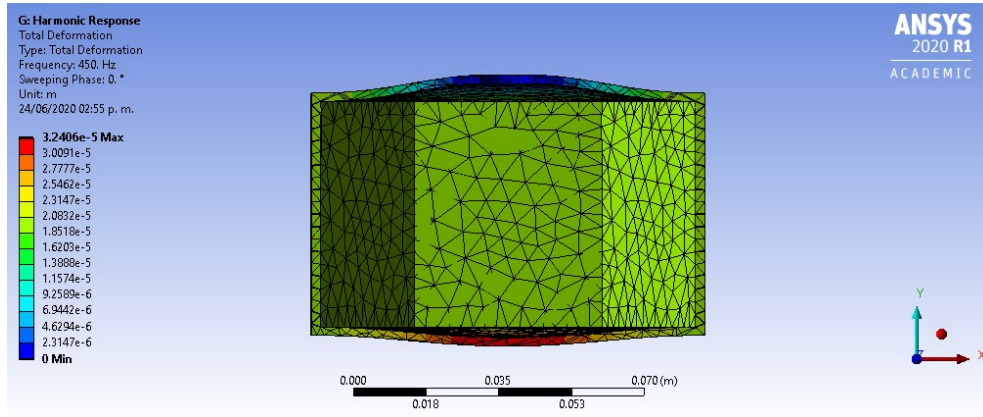
Estos modos son importantes debido que si la frecuencia resonante estructural concuerda con la frecuencia acústica del volumen interior puede generar deformaciones en el lugar donde está sujeto el sensor piezoeléctrico y disminuir la eficacia de este para poder transformar la energía eléctrica por lo tanto las figuras anteriores muestran como estas frecuencias resonantes pueden deformar el envase de diversas maneras. En la siguiente Figura 3-13 se puede observar cómo puede deformarse en magnitud en relación de la frecuencia cuando aplicamos una presión armónica que obtenemos de la simulación acústica del volumen interno.

**Figura 3-13:** Deformación en función de la frecuencia del envase del resonador aplicando una presión acústica.

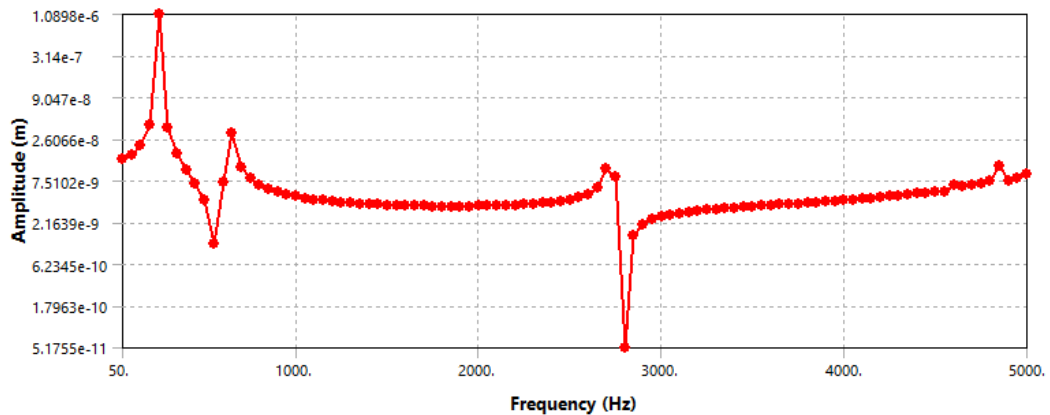
Teniendo en cuenta que en los primeros modos estructurales la deformación es muy pequeña se puede decir que mecánicamente no son muy relevantes, sin embargo se

puede obtener el esfuerzo generador por esa presión acústica Figura 3-15 visualmente se puede ver en la Figura 3-14 con sección transversal del envase con la deformación.

**Figura 3-14:** Deformación en una vista transversal del envase.

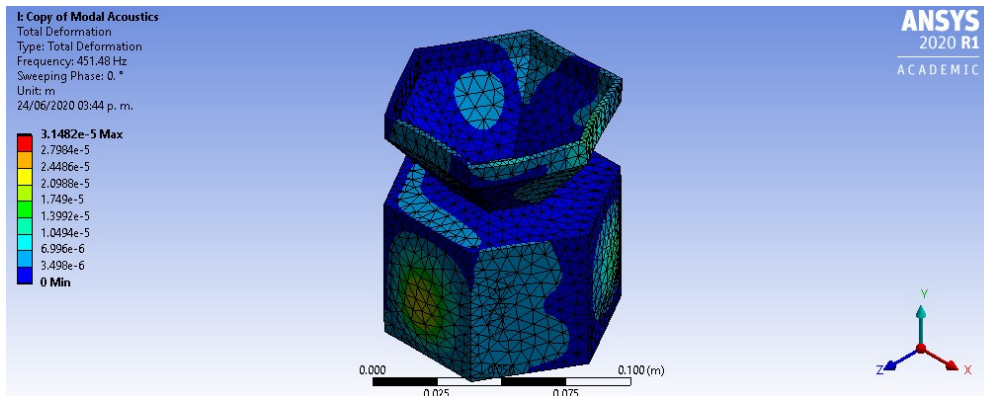


**Figura 3-15** Esfuerzo generado por la presión acústica en función de la frecuencia.

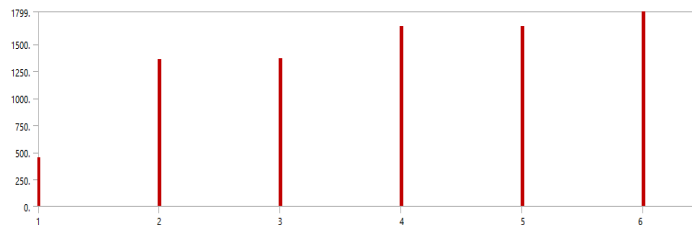


### 3.2.3 Análisis acústico acoplado

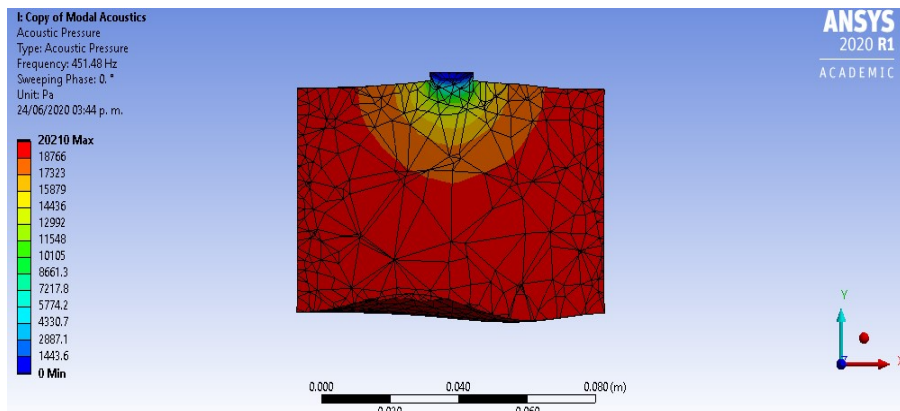
Los análisis desacoplados proporcionan información importante para el diseño de elementos importantes dentro del dispositivo sin embargo se puede tener una aproximación más real, debido que en la realidad estos campos el acústico y el mecánico, interactúan entre ellos, así entonces se realiza un análisis modal acústico para verificar que el primer modo fundamental no varíe con las propiedades estructurales, para ellos se realiza la simulación del volumen interno y el envase los cuales deben tener un tipo de contacto con poca fricción ya que en ANSYS no acopla estos elementos sin fricción. Para esto se debe usar el análisis modal acústico como se observa en la Figura 3-16.

**Figura 3-16** Análisis modal del resonador acoplado el volumen interno y el envase.

A partir de la simulación anterior se obtienen los modos fundamentales del resonador y se observa que la primera frecuencia acústica resonante no varía a pesar de estar influenciada por el dominio estructural, con ello se puede obtener los siguientes modos fundamentales que se encuentran en Figura 3-17 con su respectiva frecuencia.

**Figura 3-17** Modos fundamentales del envase y el volumen interno.

Aplicando una presión acústica en el área de incidencia para obtener la respuesta armónica con el envase, así como se realizó con el volumen interno, de esta forma se obtiene la presión acústica en la Figura 3-18 del volumen interno con los efectos estructurales.

**Figura 3-18:** Vista transversal de la presión acústica del sistema acoplado.

### 3.3 Etapa 3: Modelado y simulación del sensor

#### 3.3.1 Dimensiones y propiedades del sensor

Inicialmente, se definen las dimensiones de la viga y las propiedades empleadas para el análisis isotrópico del piezoeléctrico bimorfo en voladizo. Donde el volumen del sensor es  $\bar{V}_{\bar{p}} = bL(2h_{\bar{p}} + h_s) = 1.5484 \text{ cm}^3$ .

**Tabla 3-2:** Geometría y propiedades del sensor

	Símbolo	Unidades	Piezocerámica	Sustrato
Longitud	$L$	mm	72.4	72.4
Ancho	$b$	mm	26.7	26.7
Espesor	$h_{\bar{p}}, h_s$	mm	0.267	0.267
Material	-	-	PZT-5H	Cobre
Módulo de elasticidad	$E_{\bar{p}}, E_s$	GPa	62	110
Densidad	$\rho_{\bar{p}}, \rho_s$	$\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$	7500	8300
Constante piezoeléctrica	$e_{31}$	$\frac{\text{C}}{\text{m}^2}$	-6.5	-
Permitividad	$\epsilon_{33}^T$	$\frac{\text{nF}}{\text{m}}$	30	-

De la misma forma, se identifican las propiedades anisotrópicas de la cerámica PZT-5H (Gautschi, 2013):

Matriz de elasticidad:

$$c = \begin{bmatrix} 12.6 & 7.95 & 8.41 & 0 & 0 & 0 \\ 7.95 & 12.6 & 8.41 & 0 & 0 & 0 \\ 8.41 & 8.41 & 11.7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.325 \end{bmatrix} \times 10^{10} \frac{\text{N}}{\text{m}^2}$$

Matriz del módulo piezoeléctrico.

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 17 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 17 & 0 & 0 \\ -6.5 & -6.5 & 23.3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{\text{N}}{\text{Vm}}$$

Matriz de permitividad.

$$\epsilon = \begin{bmatrix} 27.7136 & 0 & 0 \\ 0 & 27.7136 & 0 \\ 0 & 0 & 30.1043 \end{bmatrix} \times 10^{-9} \frac{\text{F}}{\text{m}}$$

### 3.3.2 Condiciones de simulación

Posterior a esto, se simula en la herramienta CAE de ANSYS versión 2020 R1 (con licencia académica) la respuesta modal del voladizo. En paralelo, se simula en Matlab versión R2018a el modelo analítico desarrollado en el capítulo 2. Las condiciones de simulación parten del voladizo sin masa de prueba para una excitación en la dirección z, y con una entrada armónica de magnitud unitaria de 1g de aceleración.

La relación de amortiguación mecánica modal en Ansys presenta una gran similitud respecto al amortiguamiento Rayleigh de la Ecuación (2-54).

$$\zeta_r = \zeta + \frac{\alpha}{2\omega_r} + \frac{\beta\omega_r}{2}$$

Donde,  $\zeta$  es una relación constante,  $\alpha$  es proporcional a la masa, y  $\beta$  es proporcional a la rigidez. De la Ecuación (2-54):  $\alpha = \frac{c_a}{m}$  y  $\beta = \frac{c_s I}{YI}$ .

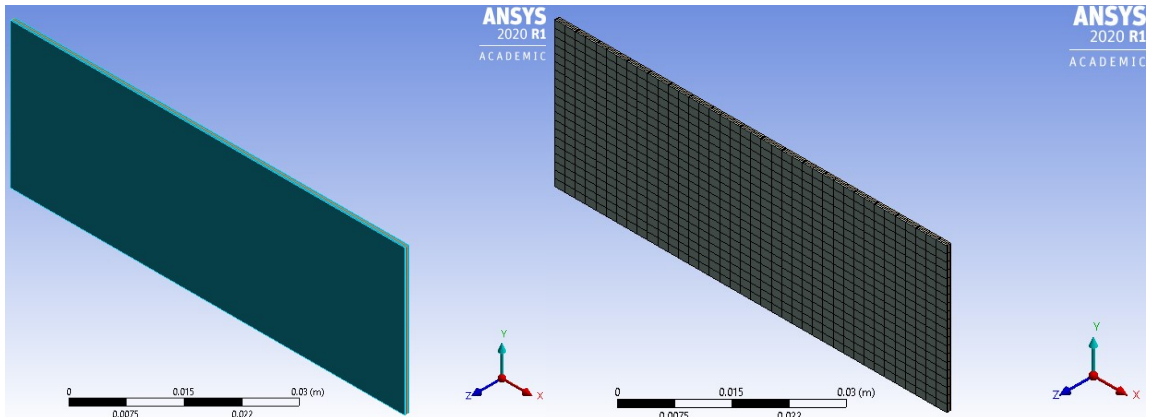
Ya que las constantes de amortiguamiento se determinan experimentalmente y se espera un voltaje en circuito abierto para el segundo modo, de entre 1 y 2 V que garantice el funcionamiento de los dispositivos de bajo consumo, se asignan constantes a modo de prueba y error para conseguir tal fin. Siendo así, las constantes a usar son:  $\zeta = 0$ ,  $\alpha = 0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ , y  $\beta = 10 * 10^{-6} \frac{\text{s}}{\text{rad}}$ .

### 3.3.3 Respuesta del sensor sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico

En esta sección se valida la respuesta modal para el modelo analítico. La respuesta analítica se calcula bajo las condiciones de propiedades isotrópicas, sin la asignación de cuerpos piezoeléctricos, es decir, se analiza el comportamiento de la viga sin considerar las propiedades piezoeléctricas de las capas piezocerámicas. Bajo esta premisa, se comparan los resultados obtenidos mediante las ecuaciones (2-42) y (2-44), con los resultados de la simulación.

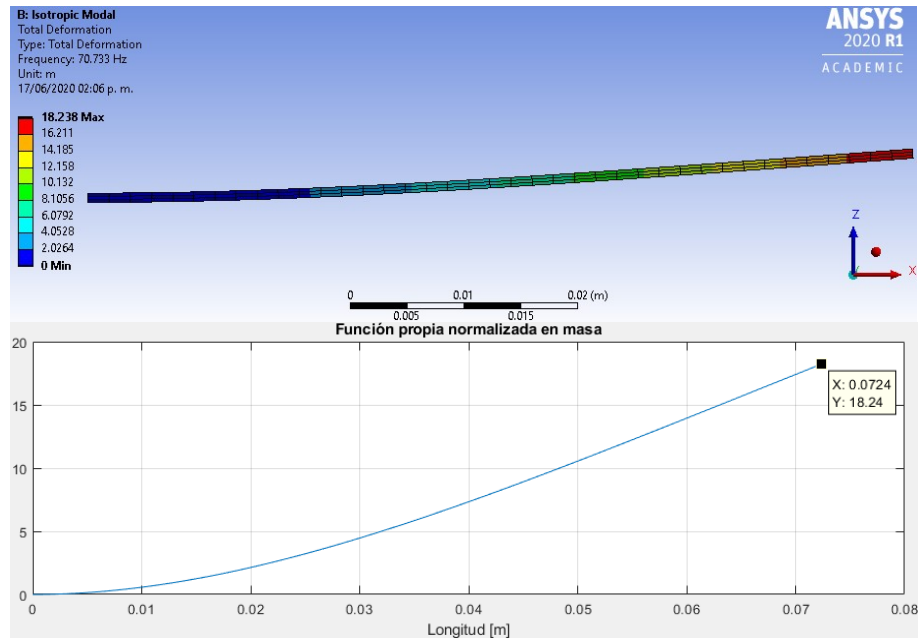
En la Figura 3-19 se expone la representación en Ansys y la malla elaborada en este caso.

**Figura 3-19:** Vista isométrica del (a) sensor y (b) la malla elaborada en Ansys

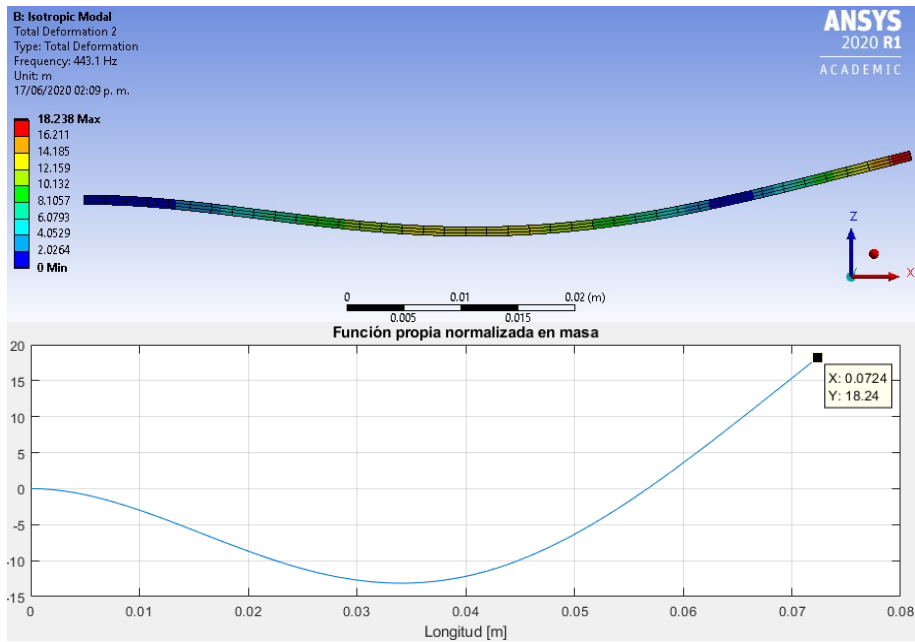


▪ **Modos de vibración**

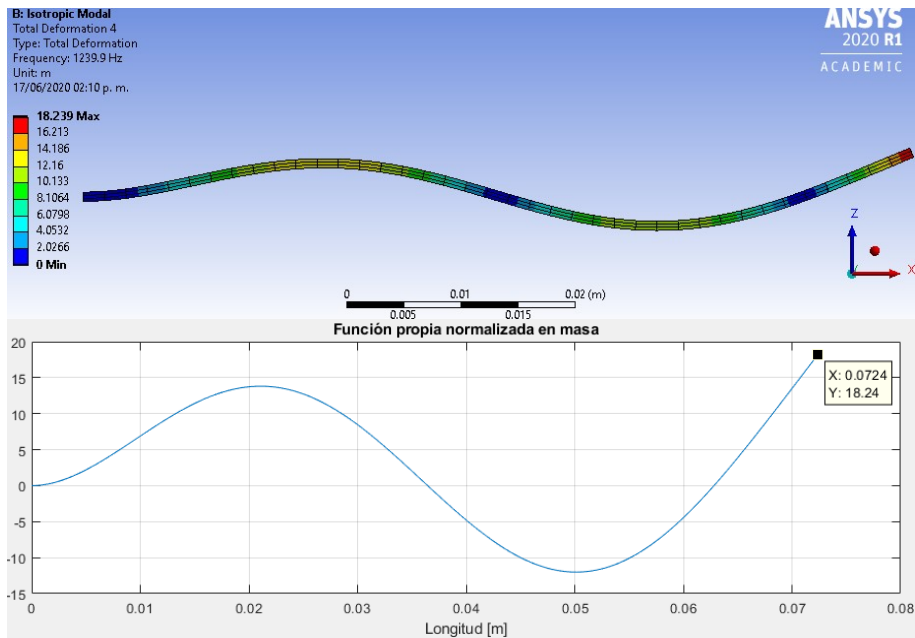
**Figura 3-20:** Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico



**Figura 3-21:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 2, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico

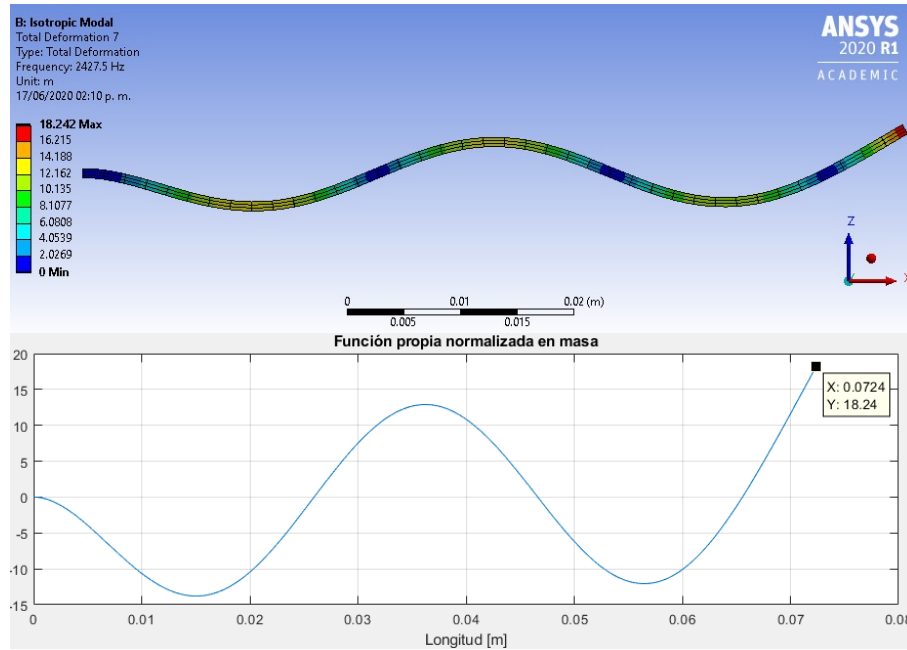


**Figura 3-22:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 3, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico





**Figura 3-23:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 4, con propiedades isotrópicas, sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico



Las frecuencias modales, obtenidas de la Ecuación (2-44) se presentan y comparan en la Tabla 3-3. Además, se calcula el error relativo (Ecuación (2-59)) entre los resultados obtenidos de la simulación y el modelo analítico, considerando las frecuencias calculadas analíticamente como el valor exacto o de referencia.

**Tabla 3-3:** Frecuencias modales para los primeros 4 modos de vibración sin resistencia de carga ni acoplamiento piezoeléctrico

Modo (r)	Sol. Analítica, $f_r$ [Hz]	Modelo Ansys, $f_r$ [Hz]	Error relativo [%]
1	70.738	70.733	0.0070683
2	443.30	443.10	0.045116
3	1241.3	1239.9	0.11278
4	2432.4	2427.5	0.20145

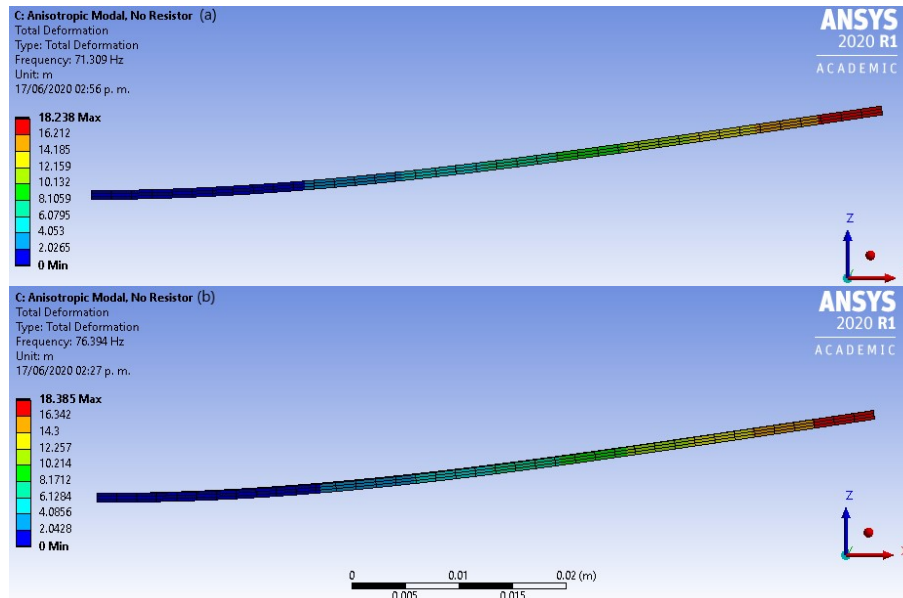
### 3.3.4 Respuesta del sensor sin resistencia de carga con acoplamiento piezoeléctrico

En la presente sección, se asignarán las propiedades piezoeléctricas al material piezocerámico: la matriz del módulo eléctrico y la matriz de permitividad. Resaltando que su adición al análisis es permitida mediante la extensión “Piezo and MEMS” de Ansys.

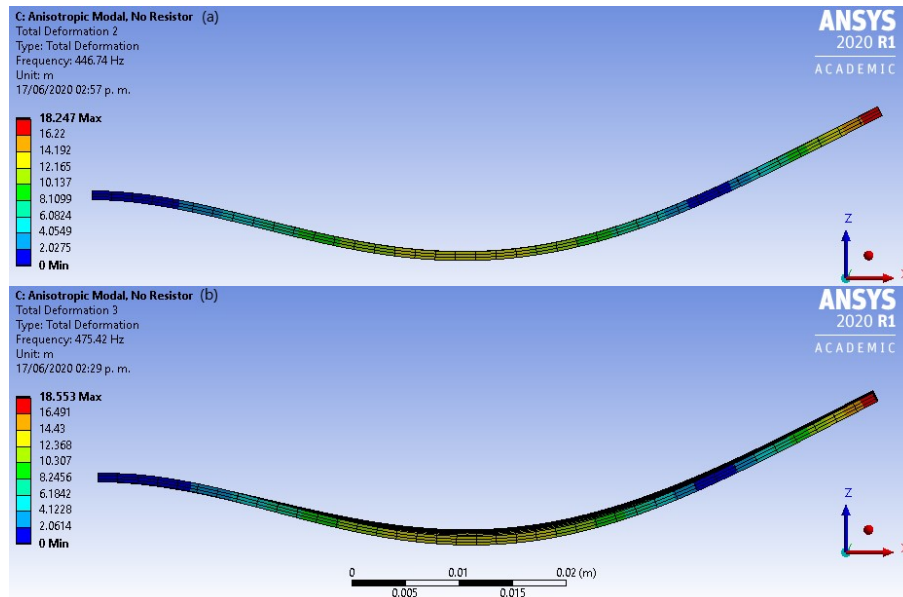
Dicho esto, se repite el análisis modal para las propiedades isotrópicas y anisotrópicas, con el objetivo de verificar las variaciones ocasionadas por el acoplamiento piezoeléctrico.

### ▪ Modos de vibración

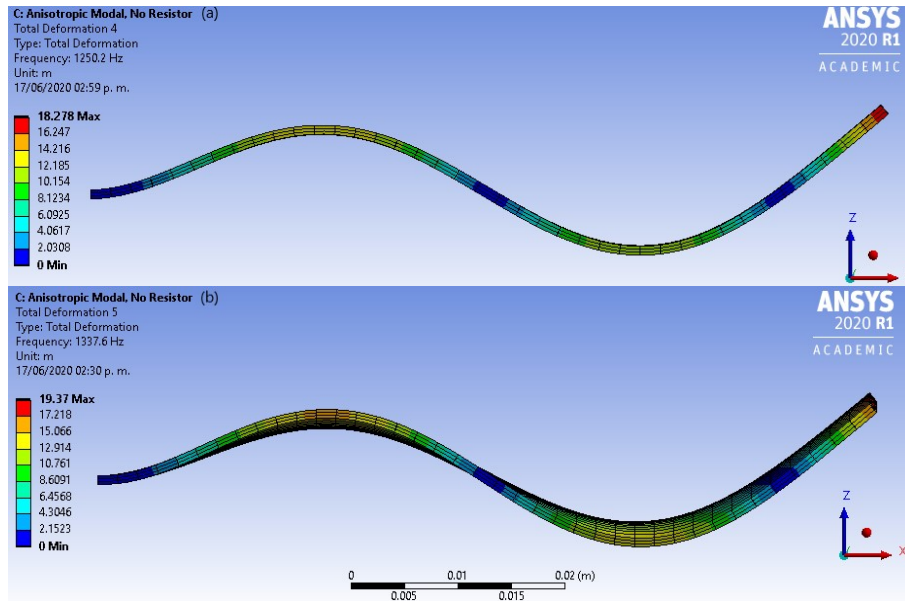
**Figura 3-24:** Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga



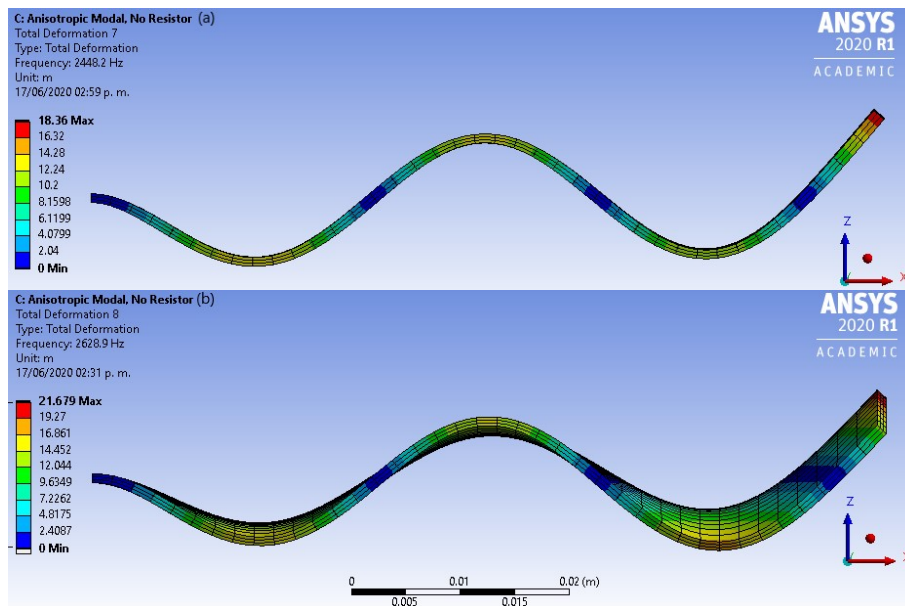
**Figura 3-25:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 2, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga



**Figura 3-26:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 3, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga



**Figura 3-27:** Desplazamiento relativo para el modo de vibración 4, con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico, y sin resistencia de carga



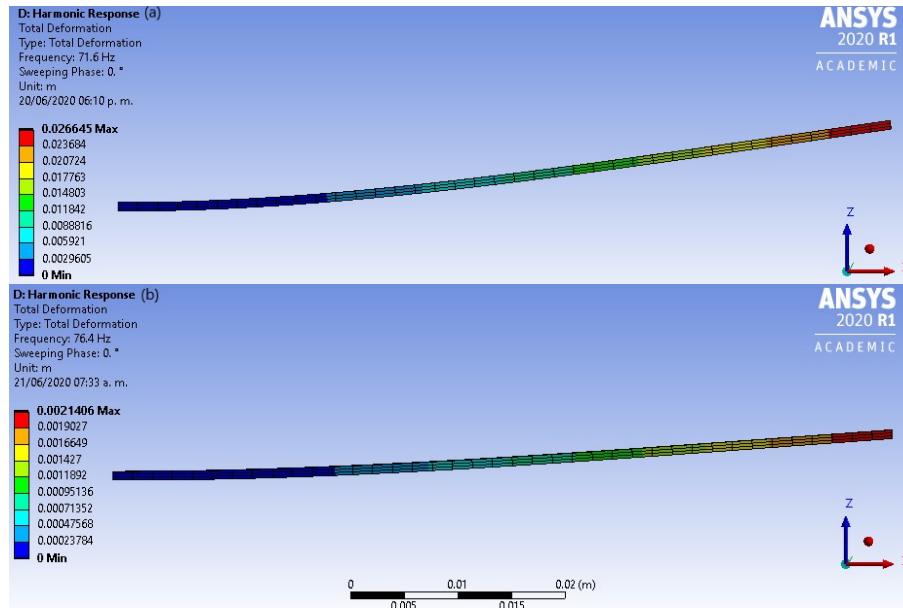
Una vez realizada la simulación, se efectúa una comparación respecto a los resultados contenidos en la Tabla 3-3.

**Tabla 3-4:** Frecuencias modales para los primeros 4 modos de vibración con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga

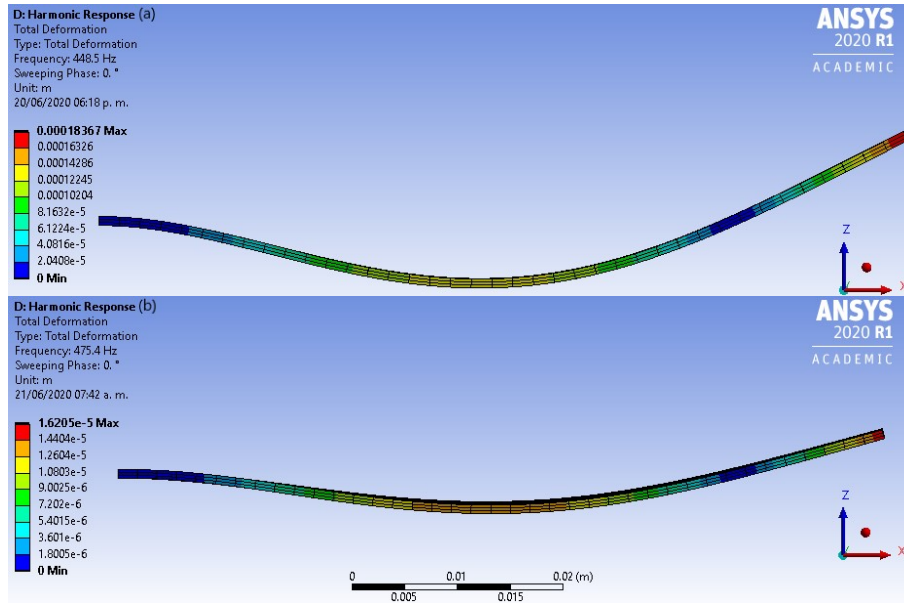
Modo (r)	Modelo Ansys, $f_r$ [Hz]		Variación 1 [%]	Variación 2 [%]
	Isotrópico	Anisotrópico		
1	71.309	76.394	0.81433	7.1309
2	446.74	475.42	0.82148	6.4198
3	1250.2	1337.6	0.83071	6.9909
4	2448.2	2628.9	0.85273	7.3809

Donde, “Variación 1” es el cambio porcentual de la frecuencia modal con propiedades isotrópicas respecto a la sección 3.3.3. A su vez, “Variación 2” es el cambio porcentual de las frecuencias modales con propiedades anisotrópicas al compararlas con las frecuencias modales isotrópicas.

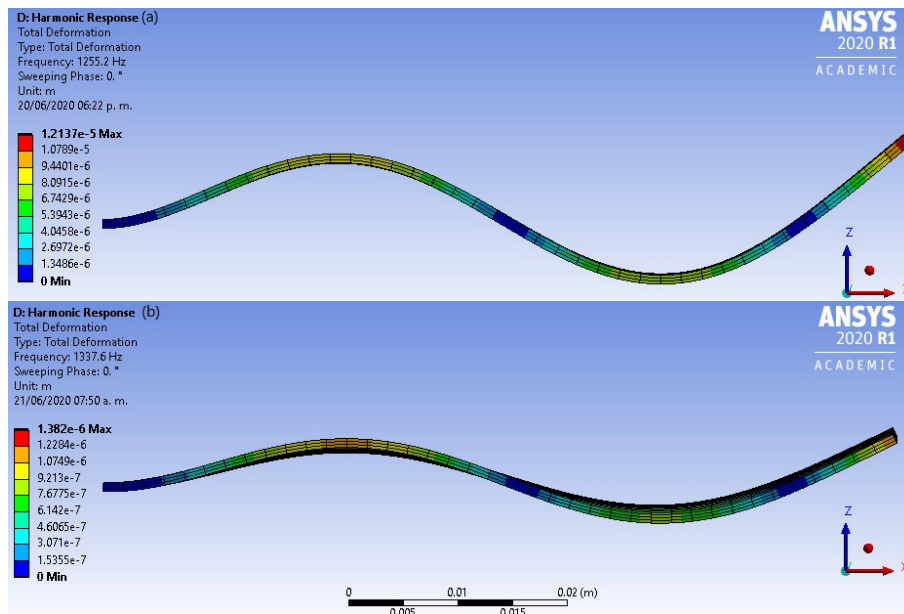
#### ▪ Respuesta mecánica

**Figura 3-28:** Deformación total para el modo 1 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga

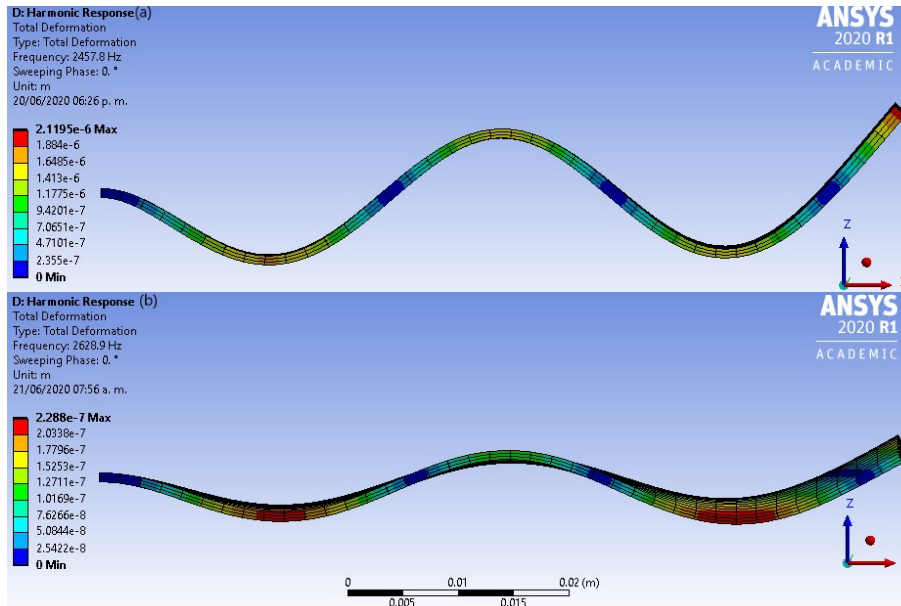
**Figura 3-29:** Deformación total para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga



**Figura 3-30:** Deformación total para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga



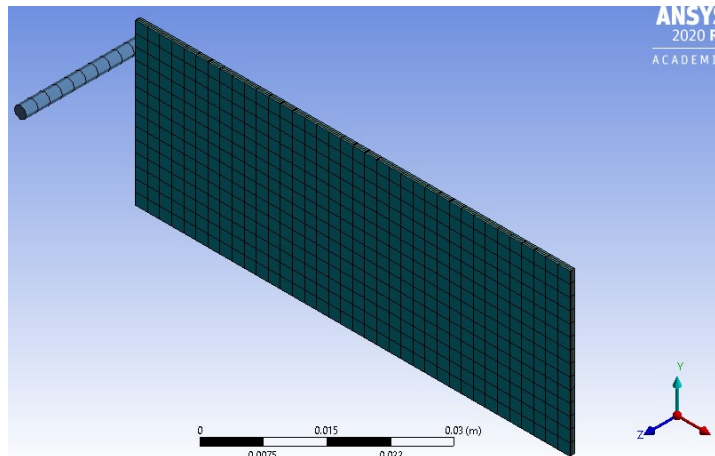
**Figura 3-31:** Deformación total para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, con acoplamiento piezoeléctrico y sin resistencia de carga

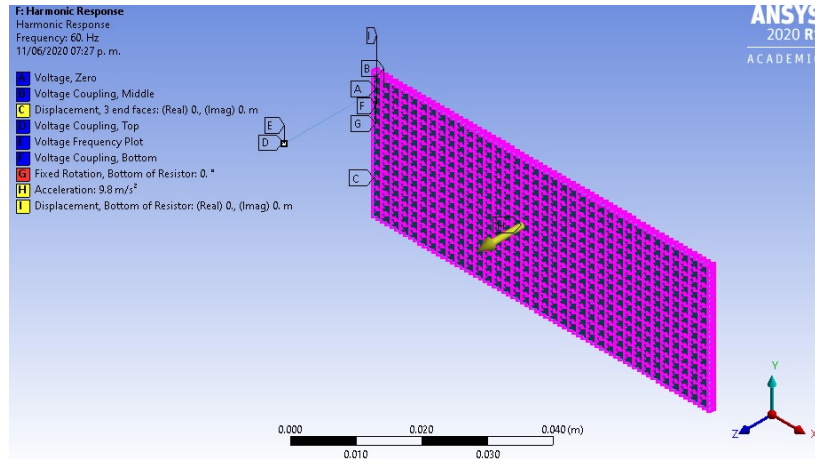


### 3.3.5 Respuesta del sensor con resistencia de carga

En esta sección se evalúa la respuesta en frecuencia del voltaje para diferentes valores de resistencia de carga: 5 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 50 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ , 500 k $\Omega$  y 1 G $\Omega$ .

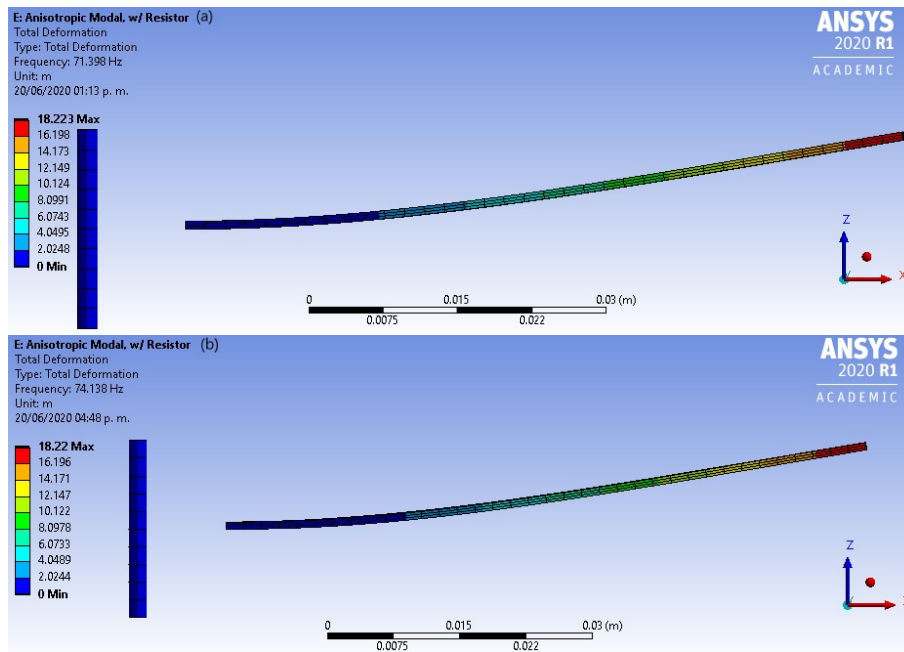
**Figura 3-32:** Mallado realizado al conectar la resistencia de carga



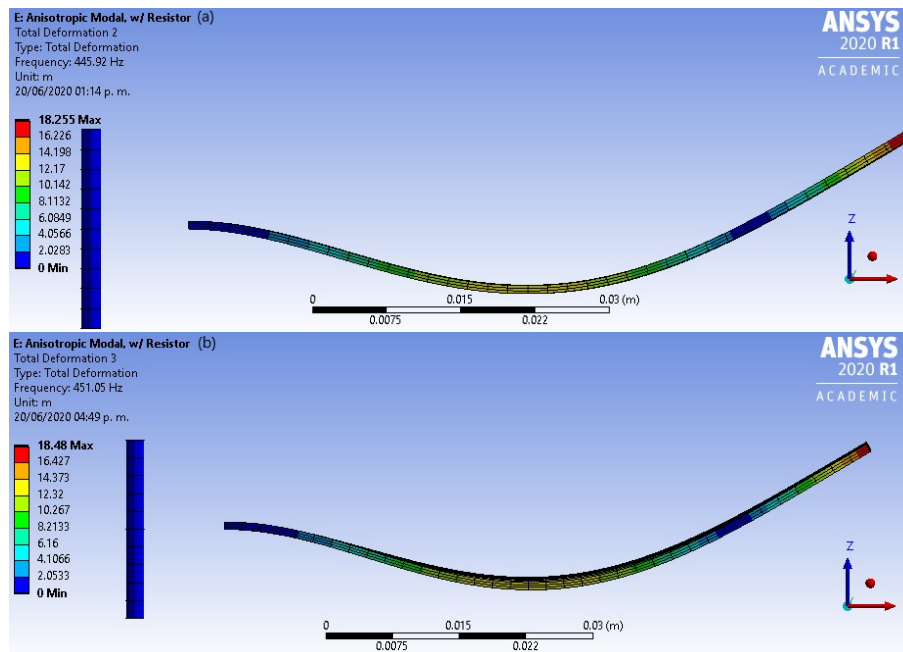


▪ **Modos de vibración**

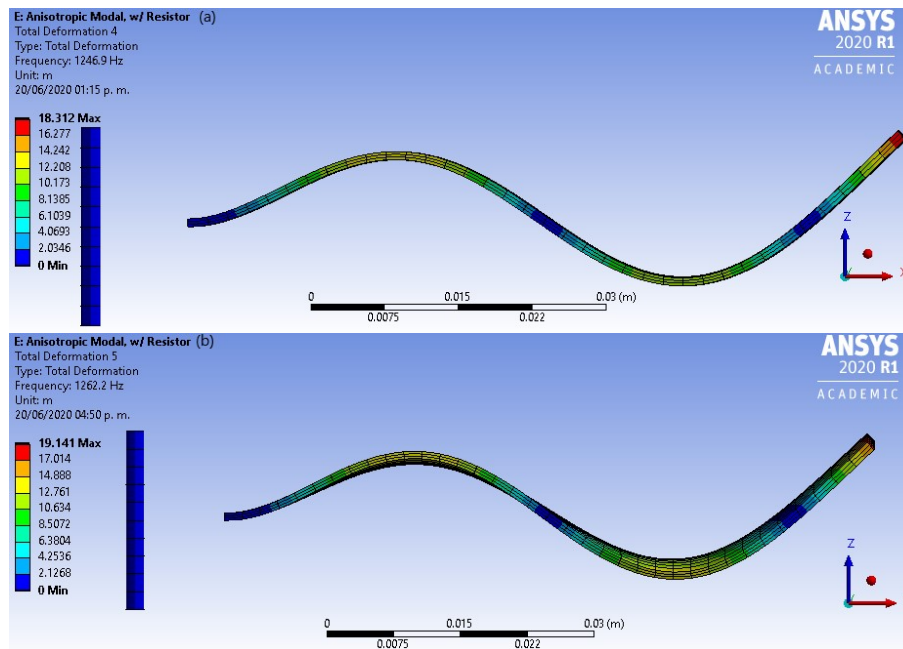
**Figura 3-33:** Desplazamiento relativo para el primer modo de vibración con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ



**Figura 3-34:** Desplazamiento relativo para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 k $\Omega$

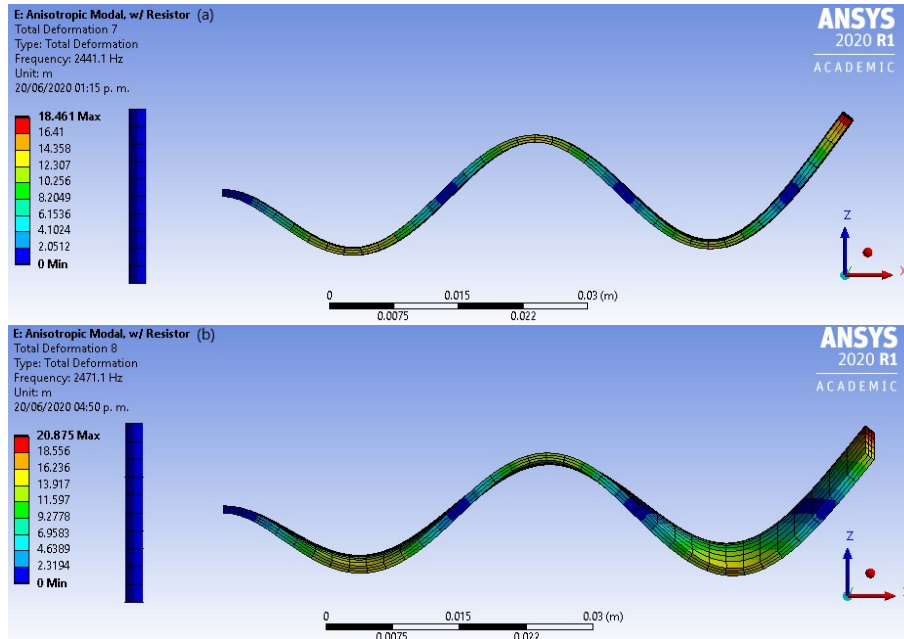


**Figura 3-35:** Desplazamiento relativo para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 k $\Omega$



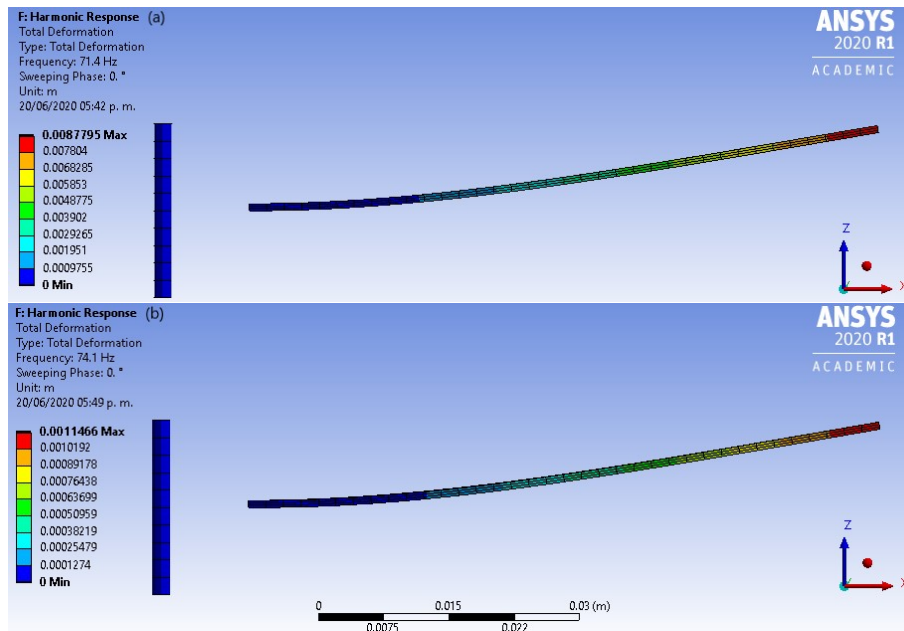


**Figura 3-36:** Desplazamiento relativo para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ

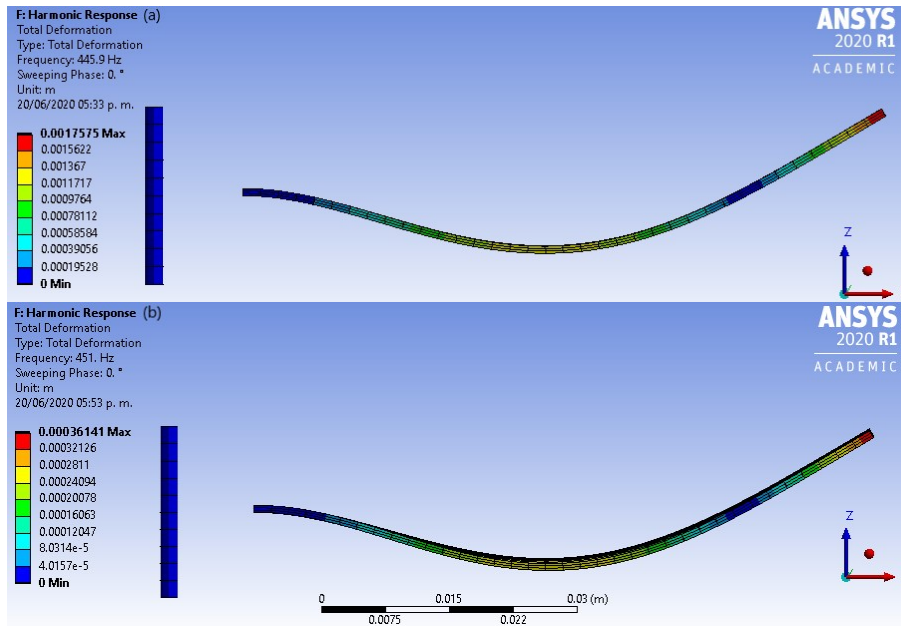


▪ **Respuesta mecánica**

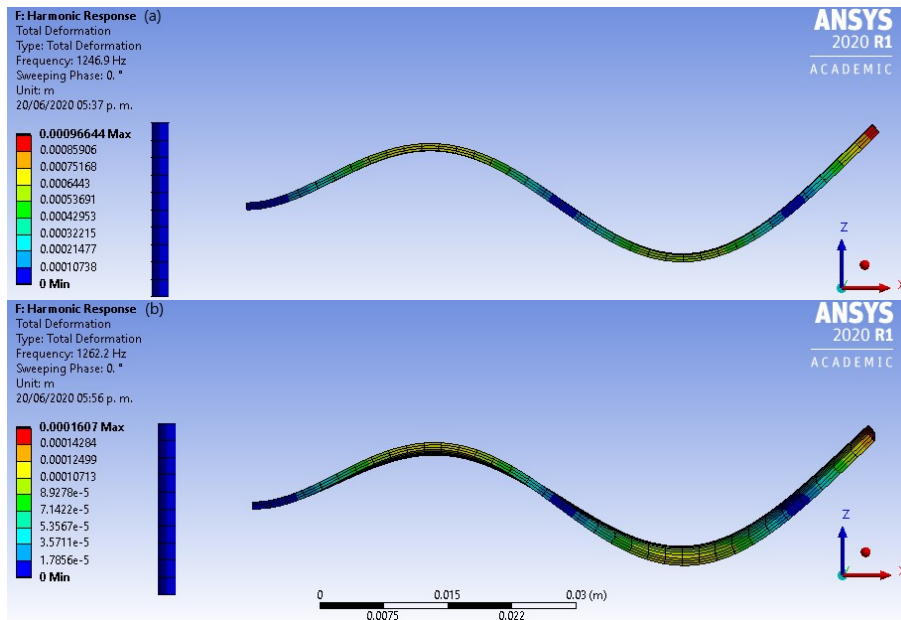
**Figura 3-37:** Deformación total para el modo 1 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ



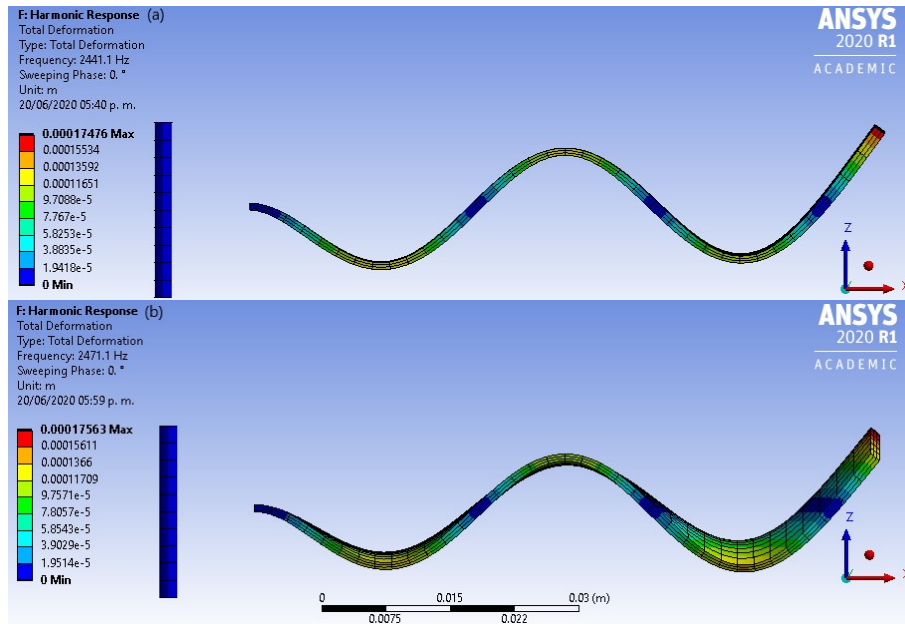
**Figura 3-38:** Deformación total para el modo 2 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 k $\Omega$



**Figura 3-39:** Deformación total para el modo 3 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 k $\Omega$



**Figura 3-40:** Deformación total para el modo 4 con propiedades (a) isotrópicas y (b) anisotrópicas, y con resistencia de carga de 10 kΩ



▪ **Respuesta eléctrica**

**Figura 3-41:** Voltaje generado en el primer modo, con resistencia de carga de 10 kΩ

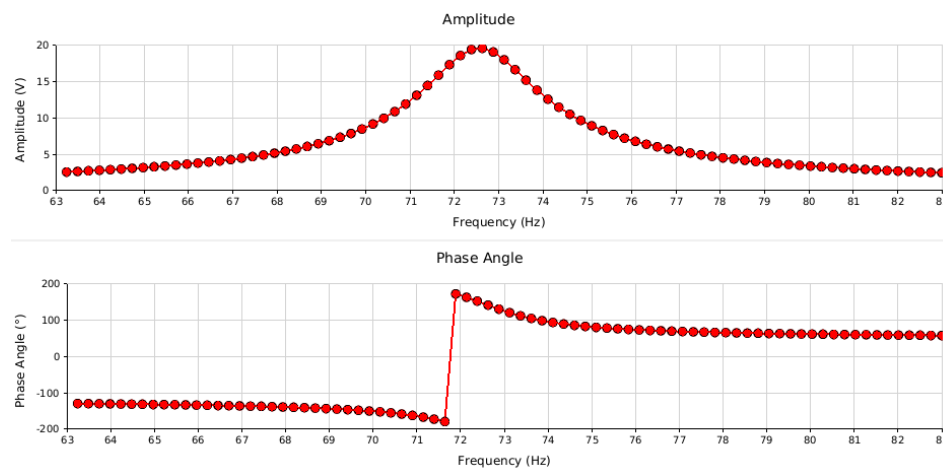
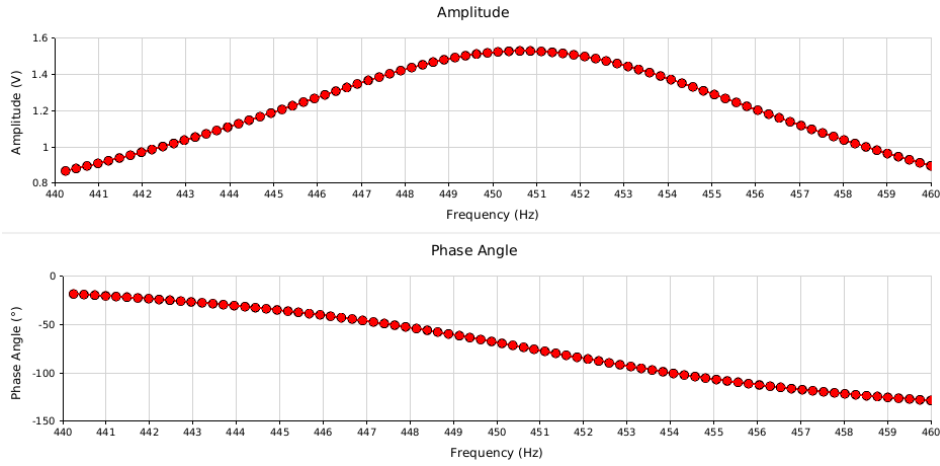
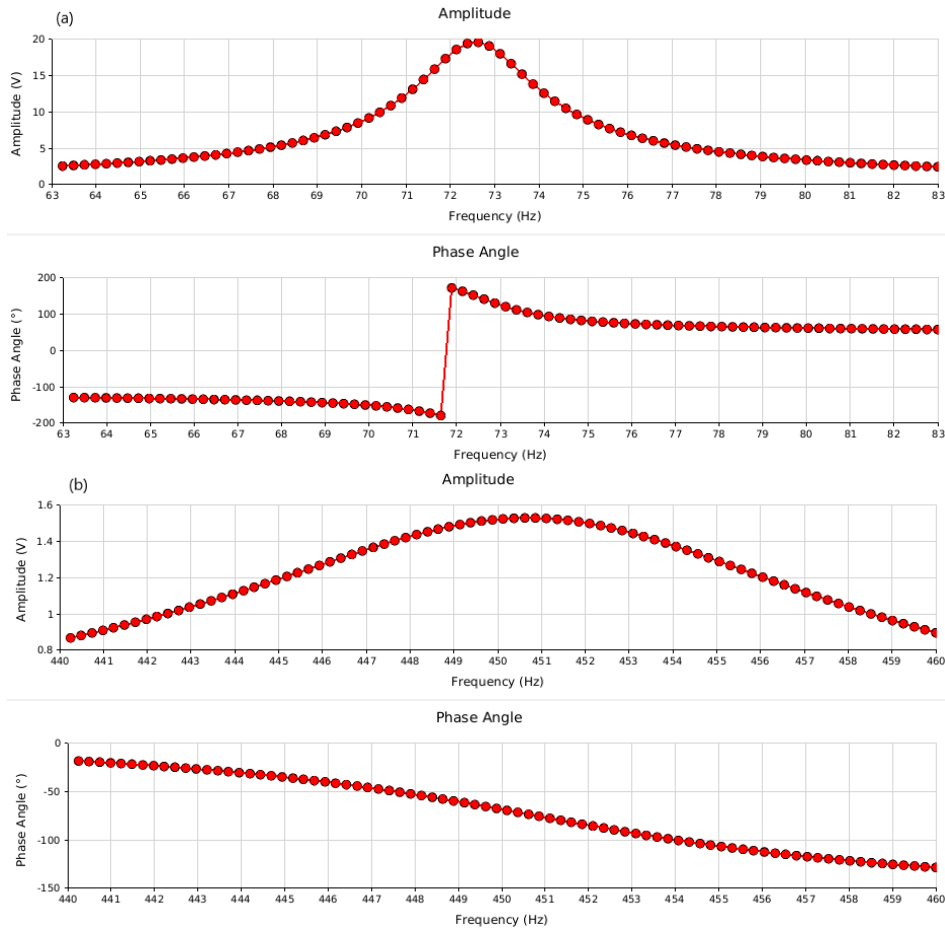


Figura 3-42: Voltaje generado en el segundo modo, con resistencia de carga de 10 kΩ

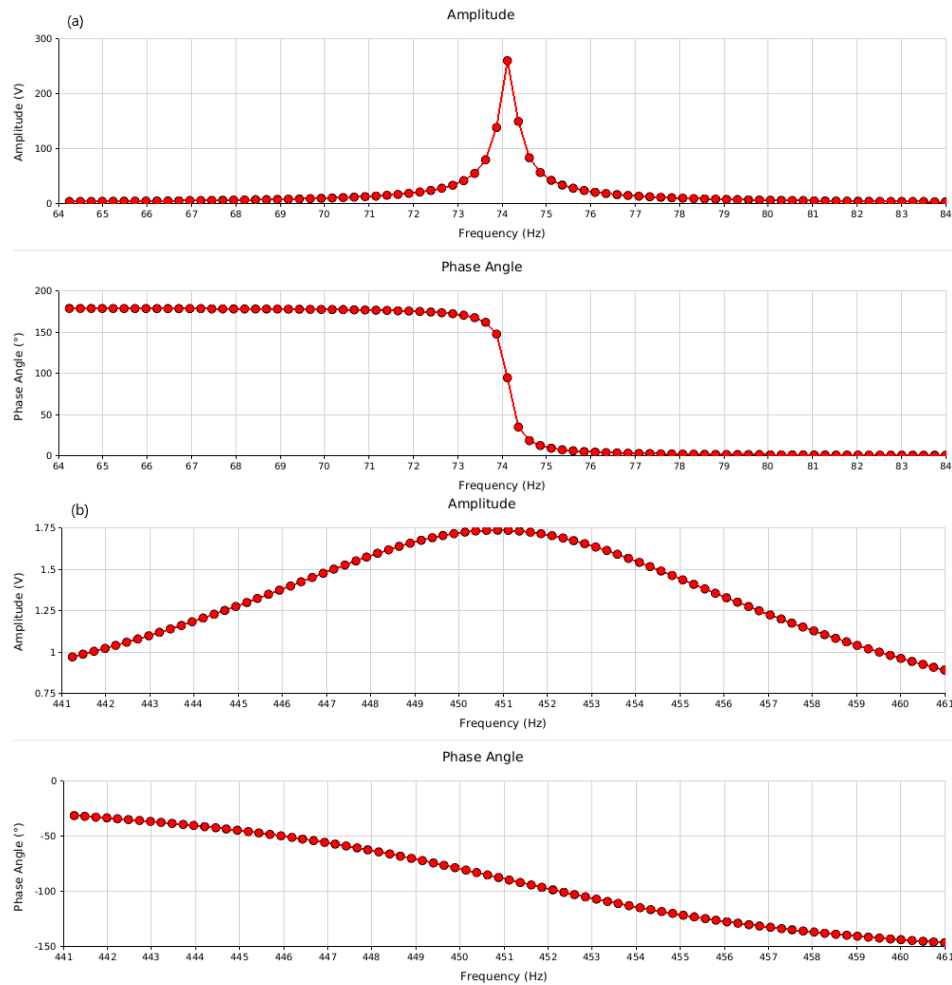


▪ Otras respuestas eléctricas

Figura 3-43: Voltaje generado para (a) primer y (b) segundo modo con resistencia de carga de 100 kΩ



**Figura 3-44:** Voltaje generado para (a) primer y (b) segundo modo con resistencia de carga de 1 GΩ



Al concluir la etapa de simulación, se integra y resume la información en la Tabla 3-5. Donde se presenta la respuesta modal para los 4 primeros modos de vibración, y la magnitud del voltaje pico obtenido en la frecuencia modal correspondiente. Además, se considera el incremento en la resistencia de carga, para caracterizar el sensor con propiedades isotrópicas y anisotrópicas. El marcador “NS” hace referencia a No Simulado, y se emplea para especificar los datos que no se consideraron relevantes para el análisis.

**Tabla 3-5:** Resultados obtenidos para el análisis modal

Modo	Resistencia de carga [kΩ]	Propiedades isotrópicas				Propiedades anisotrópicas			
		Frecuencia [Hz]	Desp. relativo [m]	Voltaje [V]	Corriente [μA]	Frecuencia [Hz]	Desp. relativo [m]	Voltaje [V]	Corriente [μA]
1	5	71.398	18.223	20.2001	4040.02	74.138	18.220	15.5580	3111.60
	10			29.2467	2924.67			19.6287	1962.87
	50			63.3094	1266.19			52.3117	1046.23
	100			78.6628	786.628			87.5580	875.58
	500			97.6663	195.333			184.1120	368.224
	1000000			102.1220	0.102122			260.7650	0.260765
2	5	445.92	18.255	NS	NS	451.05	18.480	1.32035	264.070
	10							1.53096	153.096
	50							1.68700	33.7400
	100							1.71873	17.1873
	500							1.72364	3.44728
	1000000							1.73708	0.00173708
3	-	1246.9	18.312	NS	NS	1262.2	19.141	NS	NS
4	-	2441.1	18.461	NS	NS	2471.1	20.875	NS	NS

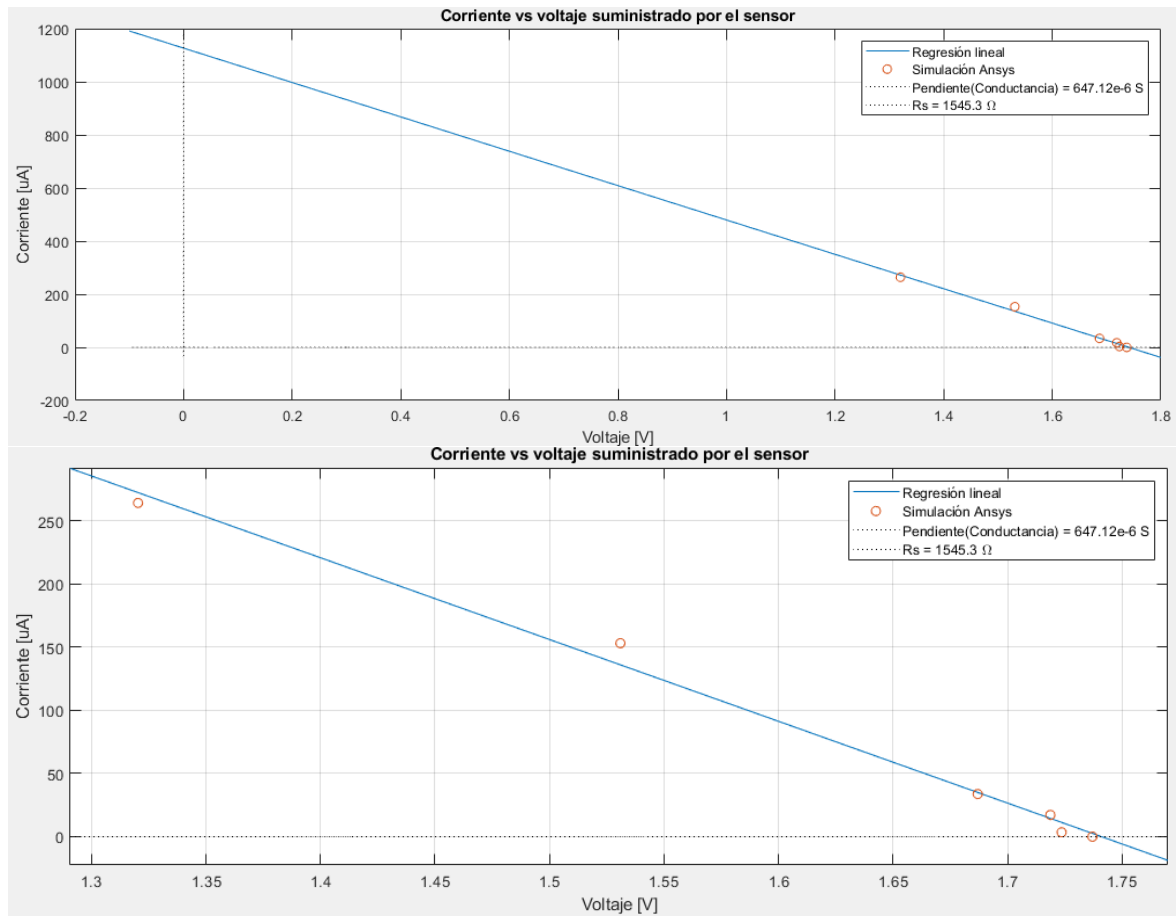
En la Tabla 3-5 se muestra el voltaje pico generado en la frecuencia resonante para diferentes resistencias de carga y la corriente que fluye a través de las mismas. Ya que las capas piezocerámicas exhiben propiedades anisotrópicas, se procede a graficar el voltaje contra la corriente para el modo 2 al considerar estas propiedades. Al realizarlo, se obtiene un comportamiento con tendencia lineal, tal y como se observa en la Figura 3-45.

Donde la ecuación de la recta se determina a partir de la regresión lineal desarrollada en Matlab (ver anexo G), y se expresa como sigue:

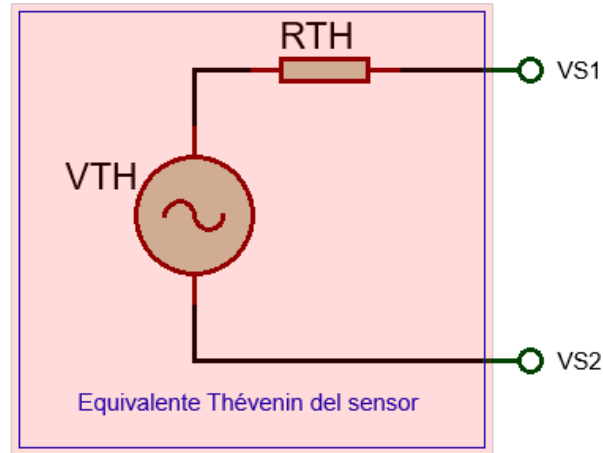
$$I = -647.1210V + 1126.7 \mu A$$

Donde, la corriente en corto circuito  $I_{sc}$  se obtiene al presentar un voltaje de 0 V, debido a una resistencia de carga cercana a 0 Ω. Y, el voltaje en circuito abierto  $V_{oc}$  se obtiene al presentar una corriente de 0 A, debido a la conexión de una resistencia de carga de valor elevado.

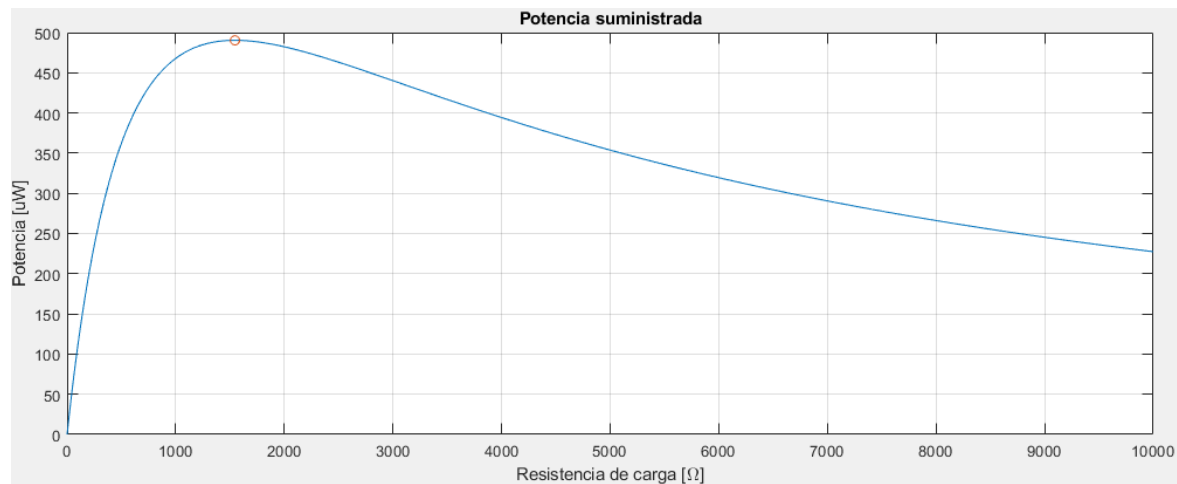
**Figura 3-45:** Corriente respecto al voltaje como respuesta simplificada y linealizada del sensor, y acercamiento a la información recolectada mediante la herramienta CAE de Ansys.



De acuerdo con lo anterior, se realiza el análisis para el modelo resistivo correspondiente al equivalente Thévenin del sensor, ver Figura 3-46. Tomando los puntos de corte como la corriente en condiciones de corto circuito  $I_{sc} = 1.1267 \text{ mA}$  y el voltaje en condiciones de circuito abierto  $V_{oc} = V_{th} = 1.7411 \text{ V}$ . Además, se aproxima el valor de resistencia equivalente como la resistencia interna del sensor. La pendiente de la recta representa la conductancia Thévenin del sensor  $G_{TH} = 647.1210 \mu\text{S}$ , y su inversa hace referencia a la resistencia Thévenin  $R_{TH} = R_S = 1545.3 \Omega$ .

**Figura 3-46:** Equivalente Thévenin del sensor

En este orden de ideas, y partiendo de esta aproximación, es posible identificar la potencia máxima que puede suministrarse a una carga óptima. En la Figura 3-47 se muestra la variación de la potencia absorbida por la carga en función de la resistencia de carga.

**Figura 3-47:** Transferencia de potencia para una carga resistiva

De la Figura 3-47 se identifica una potencia máxima de 490.4  $\mu\text{W}$  a una resistencia de carga igual a la resistencia  $R_{TH} = R_S$ .

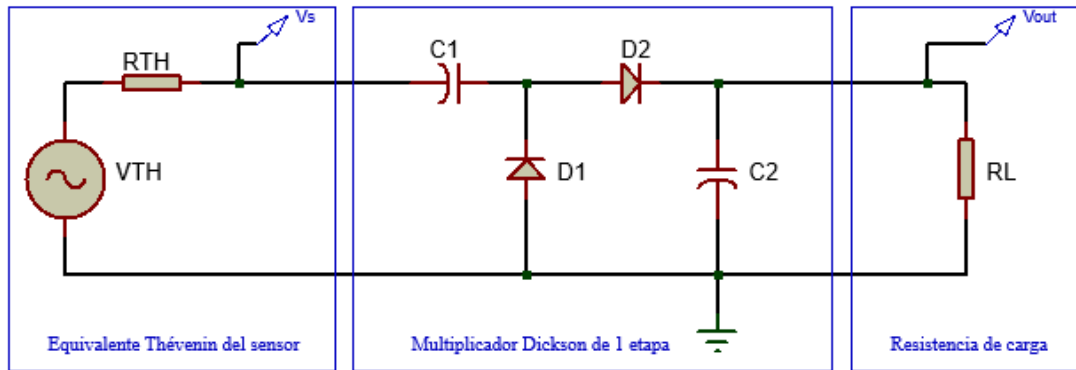
### 3.4 Etapa 4: Multiplicador de voltaje Dickson

En esta etapa se evaluará un multiplicador Dickson como convertidor AC a DC. Donde se simulará en la herramienta EDA de Proteus versión 8.6 la respuesta en voltaje y potencia en la salida al variar la resistencia de carga.



En este sentido, el circuito esquemático empleado se presenta en la Figura 3-48, donde se muestra el equivalente Thévenin del sensor acoplado al multiplicador de voltaje Dickson de 1 etapa, obteniendo el voltaje de salida  $V_{out}$  sobre una resistencia de carga.

**Figura 3-48:** Esquemático de la aplicación del multiplicador Dickson de 1 etapa



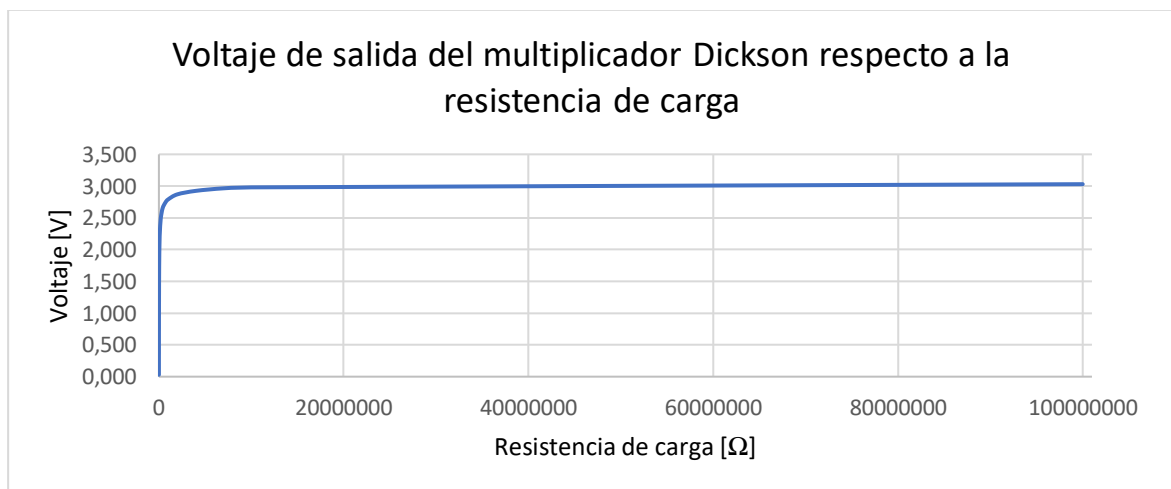
Los componentes empleados en el multiplicador se describen en la Tabla 3-6.

**Tabla 3-6:** Componentes del multiplicador Dickson de 1 etapa

Componente	D1, D2	C1, C2
<b>CaracterísticaReferencia</b>	BAS70	GRM21BR61A475KA73
Voltaje de operación [V]	0.3 (con $I_f = 100 \mu A$ )	10
Capacitancia [nF]	0.0015 (a 1 MHz)	4700

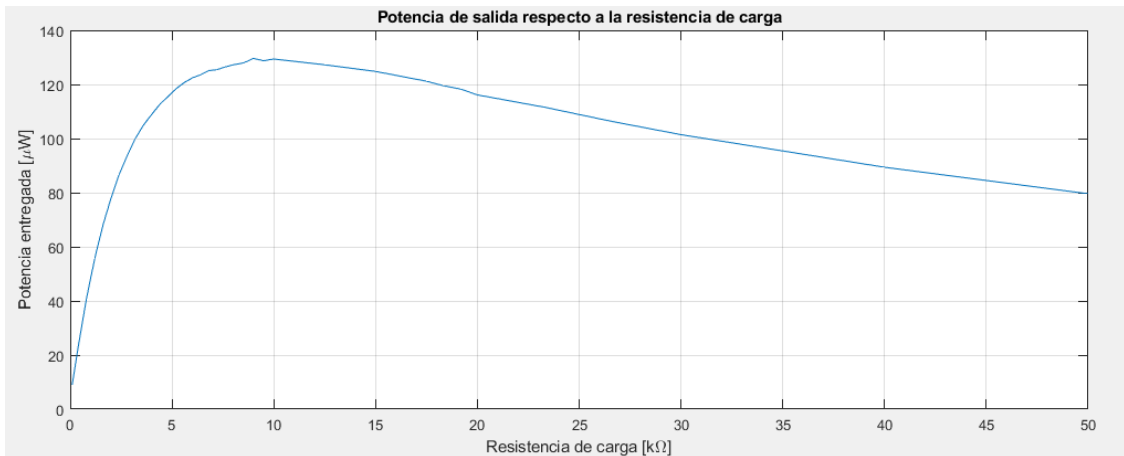
En la Figura 3-49 se muestra el voltaje de salida del multiplicador Dickson de 1 etapa, donde el voltaje en circuito abierto es  $V_{th}^D = 3.10 V$ .

**Figura 3-49:** Voltaje de salida del multiplicador respecto a la resistencia de carga



Por último, se evalúa la potencia promedio sobre la carga. En la Figura 3-50 se condensan los datos obtenidos en la simulación al resolver el producto entre el voltaje  $V_{out}$  y la corriente a través de la carga.

**Figura 3-50:** Potencia de salida respecto a la resistencia de carga



Con base a lo anterior, se determina que la máxima transferencia de potencia a la carga, con  $P_L = 130 \mu\text{W}$ , se consigue cuando  $9 \text{ k}\Omega \leq R_L \leq 9.5 \text{ k}\Omega$ .

### 3.5 Etapa 5: Planteamiento de los subsistemas de gestión y suministro de energía

Esta fase es una de las más importantes en todo el proceso de diseño del dispositivo, porque el tratamiento de la energía entregada por el recolector debe realizarse de la forma más eficiente sin tener pérdidas significativas de energía. A continuación, puede observar las diferentes subetapas que garantizan la conversión adecuada de energía para su posterior almacenamiento en una batería de litio.

La salida de esta etapa tiene como respuesta un voltaje variable de magnitud positiva; sin embargo, se debe garantizar que exista la mejor transferencia de energía para minimizar las pérdidas energéticas existentes. Entonces una de las mejores maneras de realizar esta tarea es utilizar un convertor MPPT, ya que este puede adaptarse a los cambios que pueda tener la fuente. En este caso la fuente es de naturaleza estocástica porque depende del ruido proveniente del ambiente y no es constante entonces se debe aprovechar toda la energía posible.

Una vez que ingrese al sistema la mayor energía posible se debe acondicionar el voltaje adecuado para poder almacenarla, para esto normalmente se utilizan convertidores de voltaje debido a su bajo peso y a que el volumen que ocupan puede llegar a ser un muy pequeño, por lo tanto, es ideal para este tipo de dispositivos portátiles. Sin embargo, debe cumplir con una condición muy específica debido a la naturaleza de la fuente recolectora, esta condición es que debe funcionar a muy baja potencia por esto se deben buscar topologías o convertidores que puedan obtener la energía suficiente para conmutar y realizar los cambios de voltaje necesarios, dentro de los tipos de convertidores se encuentran los de naturaleza elevadora (Boost) ya que estos son capaces de elevar el voltaje ajustable desde la configuración de su periodo de conmutación y lo mantienen de manera constante solo si se cumplen las condiciones de su funcionamiento.

Gracias a que el MPPT y el convertidor necesitan energía para funcionar se debe tener un suministro de energía constante para no perjudicar la vida útil de los componentes y garantizar que su funcionamiento sea óptimo para cumplir con las especificaciones del dispositivo planteado en este documento. Este almacenamiento secundario debe ser capaz de almacenar la energía suficiente para el funcionamiento en periodos cortos para poder así amortiguar esa ausencia de energía que provoca estas fuentes estocásticas, para esto se utiliza supercapacitores debido a su alta densidad energética esto les permite tener mayor energía almacenada en un espacio pequeño, esto trae beneficios para el dispositivo en general porque tienen un menor peso y menor volumen así que no imposibilita el desplazamiento que es una de las condiciones cruciales.

Entonces las características principales del sistema deben garantizar que los subsistemas sean livianos, pequeños, de muy bajo consumo y que realicen la tarea específica para poder realizar la conversión adecuada de voltaje que no afecte de manera la batería principal pero además de eso tienen que ser muy eficientes para no tener demasiadas pérdidas energéticas. Estas características tienen problemas para ser llevadas a cabo individualmente ya que el diseño eléctrico de estos elementos es bastante riguroso y requieren de una manufactura especializada, por lo tanto, se tienen que encontrar dispositivos que cumplan con la mayor parte de estas condiciones y acondicionarlas para que se adapten a las necesidades del sistema.

Los controladores de gestión de potencia (PMC) son muy utilizados para los recolectores de energía debido a su bajo consumo y su alta eficiencia dos ejemplos claros son los PMC SPV1050 y ADP5091 los cuales cuentan con las especificaciones necesarias para ser utilizados en este tipo de dispositivo portátil.

El SPV1050 es un gestor de energía muy eficiente ya que además de cumplir con las especificaciones necesarias tiene un cargador de batería el cual es un módulo bastante importante para este diseño. Este dispositivo es configurable, cuenta con un módulo MPPT, tiene varios convertidores, pero el convertidor principal estará configurado en modo Boost para eso se deben utilizar la Figura 2-9, siguiendo esta configuración se realiza un plano circuital que se encuentra en el apéndice A: Esquemático de la tarjeta de desarrollo del SPV1050.

### 3.5.1 Sistema de gestión de energía SPV1050

Siguiendo con el planteamiento el PMC se plantean las siguientes condiciones que los voltajes de protección para los dispositivos de almacenamiento  $V_{EOC} = 4.5 V$  y  $V_{UVP} = 3.7 V$ , se debe configurar el MPPT para esto se debe utilizar las ecuaciones 2-63 y 2-64 donde se establece que los resistores de entrada deben estar entre ciertos valores por lo tanto analizando el caso de mayor pérdida se tiene que:

$$R_1 = 0 \Omega$$

$$R_2 = 1.5 M\Omega$$

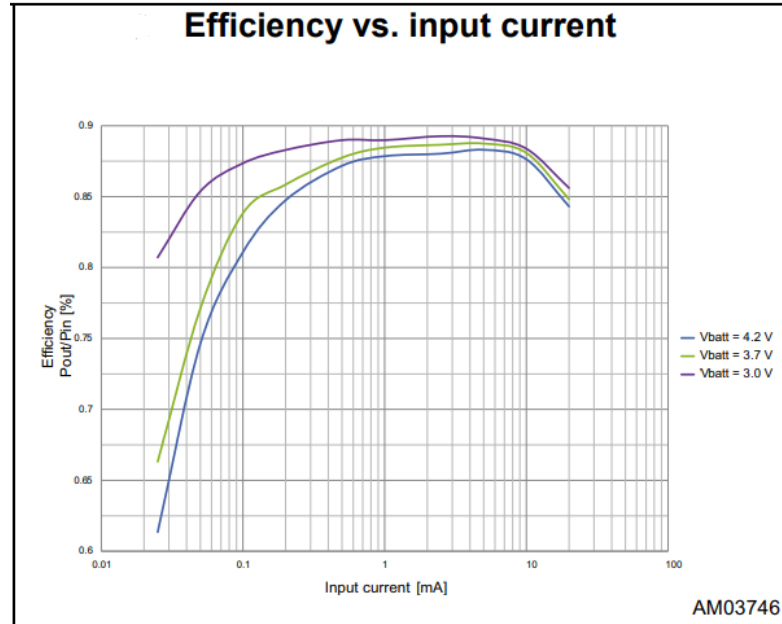
$$R_3 = 8.2 M\Omega$$

Se escogen estos valores ya que al ser  $R_1$  igual a cero debido que se utiliza la configuración tipo Boost que eleva el voltaje para ser entregada a un dispositivo de almacenamiento, además como el voltaje en circuito abierto es menor al  $V_{UVP}$ , así que utilizando la Ecuación (2-63) se determina que la corriente de fuga  $I_{fuga} = 166.667 \text{ nA}$  por lo tanto representa una pérdida de potencia en la entrada de  $P_{PI} = 283.33 \text{ nW}$ .

Sin embargo, con esto se puede tener la configuración del MPPT del SPV1050, para el voltaje mínimo del MPPT se sabe por la Ecuación (2-66) que es  $V_{MPP(min)} > 88.23 \text{ mV}$ . Como se seleccionó que  $R_1 = 0 \Omega$  entonces por la Ecuación (2-67) el voltaje en el pin  $V_{MPP-ref} = V_{in(min)}$ , el último para metro que se tiene es la ratio del MPPT debe seleccionarse a partir de la Ecuación (2-68) donde  $MPP_{RATIO} = 5.467$ . El capacitor de entrada típicamente se utiliza un  $C_{in} = 4.7 \mu\text{V}$ .

Con lo anterior el PMC se espera que tenga una eficiencia con las condiciones de ancho de banda de la fuente se obtenga a partir de la siguiente Figura 3-51.

**Figura 3-51:** Eficiencia del PMC respecto a la corriente de entrada.



Fuente: datasheet SPV1050.

De acuerdo con el ancho de banda se espera que entregue la fuente entre 813.3  $\mu\text{A}$  y 1.26 mA así que se espera que el PMC pueda administrar la potencia entrega con una eficiencia cercana al 90% con la condición de que ya se hallan superado el umbral de  $V_{UVP}$ . Estas pérdidas se deben a las corrientes de fuga que presenta el dispositivo para poder configurarlo y además la potencia consumida para su funcionamiento y la eficiencia interna del dispositivo.

Para el sistema de almacenamiento se debe configurar los umbrales de voltaje de protección para la batería, para esto se utilizan las ecuaciones 2-60, 2-61 y 2-62 se determinan que resistores deben asignarse para poder completar los niveles lógicos así se obtiene:

$$R_4 = 6.2 \text{ M}\Omega$$

$$R_5 = 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 2.7 \text{ M}\Omega$$

Con esto el dispositivo mantendrá el voltaje en el sistema de almacenamiento dentro del rango 3.7 y 4.5 voltios.

### 3.5.2 Sistema de gestión de energía ADP5091

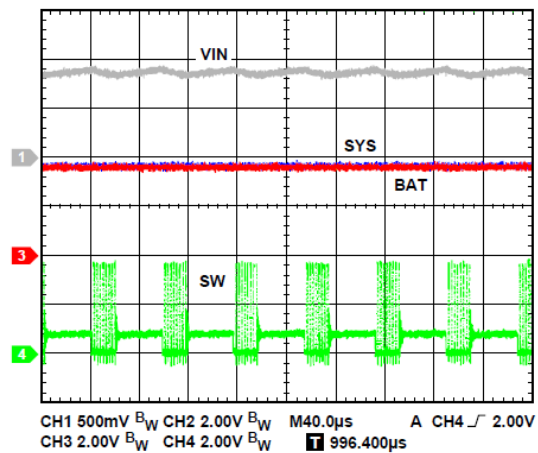
En la hoja de especificaciones del fabricante (Analog Devices) se puede encontrar información básica relacionada con el funcionamiento del PMC. A continuación, se presentan las formas de onda obtenidas bajo las condiciones especificadas más adelante.

$$V_{\text{BAT\_TERM}} = 3.5 \text{ V}, V_{\text{SYS\_PG}} = 2.8 \text{ V}, V_{\text{SET\_SD}} = 2.4 \text{ V}, L = 22 \mu\text{H}, C_{\text{IN}} = 10 \mu\text{F}, C_{\text{SYS}} = 4.7 \mu\text{F}, C_{\text{REG\_OUT}} = 10 \mu\text{F}$$

#### ▪ MPPT

En la Figura 3-52 se muestran los voltajes en estado estacionario para el voltaje de salida  $V_{\text{SYS}}$  y el voltaje de la batería  $V_{\text{BAT}}$ , con un voltaje de entrada  $V_{\text{IN}}$  permanente. Además, se aprecia la señal de conmutación del convertidor Boost encargado del arranque en frío.

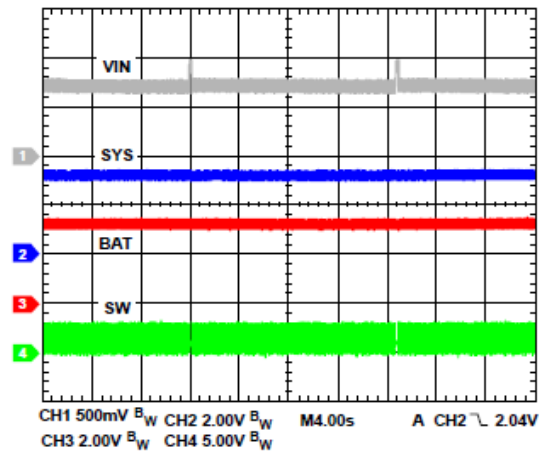
**Figura 3-52:** Modulación de frecuencia de pulso para el convertidor Boost al suministrar  $200 \mu\text{A}$



Fuente Hoja de datos ADP5091

Para el caso del seguimiento del punto de la máxima transferencia de potencia, se presenta el comportamiento asociado en la Figura 3-53. En donde se relaciona el modo de detección dinámica, mejor explicado en la sección 2.4.2, página 49.

**Figura 3-53:** MPPT en modo de detección dinámica

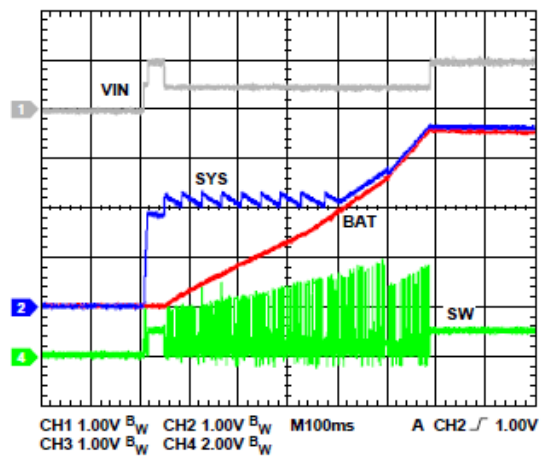


Fuente Hoja de datos ADP5091

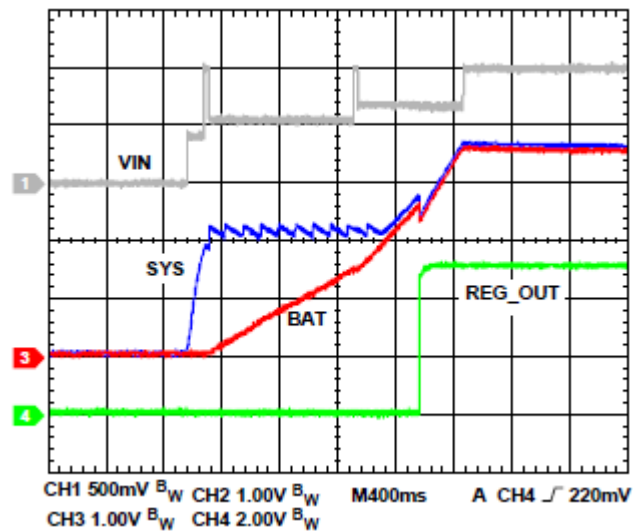
▪ **Arranque en frío**

En la Figura 3-54 se observa la secuencia del arranque en frío. Para que el capacitor se cargue a 3.3 V se requiere de 600 ms desde el inicio del arranque en frío.

**Figura 3-54:** Arranque en frío con capacitor de 100  $\mu$ F



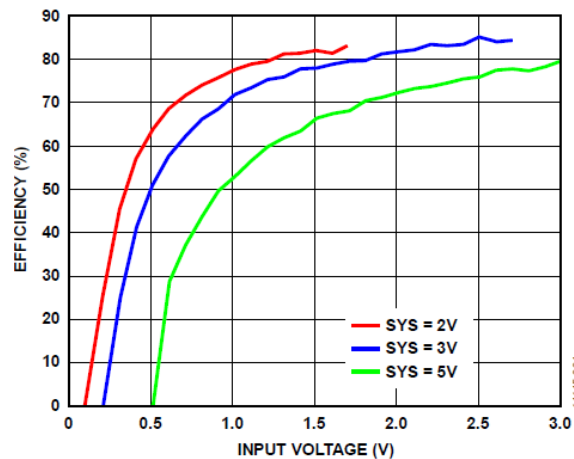
Fuente Hoja de datos ADP5091

**Figura 3-55:** Arranque en el modo híbrido

Fuente Hoja de datos ADP5091

#### ▪ Eficiencia

Por otro lado, es indispensable relacionar la eficiencia del PMC, que para un voltaje de entrada de 1.5 V y un voltaje de salida de 3 V es de aproximadamente 79 %, ver Figura 3-56.

**Figura 3-56:** Eficiencia del ADP5091 respecto al voltaje de entrada, para  $I_{IN} = 10 \mu A$ 

Fuente Hoja de datos ADP5091



### 3.5.3 Comparación dispositivos PMC

Como se menciona en las secciones inmediatamente anteriores, y resumiendo la información encontrada en las hojas de especificaciones de los fabricantes, se comparan los dispositivos PMC con base en las características consideradas en la Tabla 3-7.

**Tabla 3-7:** Comparación entre dispositivos de gestión de energía

Característica	PMC	
	SPV1050	ADP5091
MPPT	PFM	PFM
Voltaje de arranque en frío [mV]	550	380
Voltaje de entrada [V]	0.15 – 4.25	0.08 – 3.3
Potencia de entrada [mW]	Máx. 400	0.006 - 600
Regulador de salida	2 LDO	1 LDO
Voltaje de salida [V]	1.8 y 3.3	1.5: 0.3 :3.6
Corriente de salida máxima [mA]	200	150
Eficiencia máxima [%]	88	95

### 3.5.4 Tarjetas de desarrollo

Una vez analizadas las características de MPPT, consumo y eficiencia de los PMC, es indispensable evaluar su desempeño. Esto se consigue a partir de la elaboración de las tarjetas de evaluación, en las que se hace necesaria una reducción de tamaño con la finalidad de incrementar la comodidad y portabilidad del sistema. Es por esto que, mediante la herramienta EDA de *Altium Circuit Maker*, se elaboraron las tarjetas de evaluación de los PMC con las dimensiones ajustadas al dispositivo de recolección. Las características principales se describen a continuación:

**Tabla 3-8:** Características de los PCB

Característica	SPV1050	ADP5091
Ancho [mil/mm]	1455 / 36,957	1380 / 35,052
Alto [mil/mm]	1425 / 36,195	2032,5 / 51,626
Área [mm <sup>2</sup> ]	1337.66	1809.59
Espesor [mil/mm]	61,02 / 1,55	61,02 / 1,55
Tamaño de las pistas [mil/mm]	10 / 0,254	10 / 0,254
Número de capas	2	2
Mapeo de tierras	SI	SI

Adicionalmente, se realizó la cotización de los componentes necesarios para la construcción de la tarjeta de evaluación de los PMC, ver Tabla 3-9 y Tabla 3-10.

**Tabla 3-9:** Listado de componentes requeridos por la tarjeta de desarrollo del SPV1050

Componente	Designador	Descripción	Referencia del fabricante	Fabricante	Distribuidor	Cant	Precio USD	Precio \$	Total USD	Total \$
Conector	CN1, CN4	Fixed Terminal Blocks 2P SIDE ENTRY 2.54mm	282834-2	TE Connectivity	Digi-Key	3	0.88	2962.08	2.64	8886.24
					Mouser	3	1.2	4039.2	3.6	12117.6
Capacitor	C1, C2	Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 0805 4.7uF 16volts X7R 10%	GCM21BR71C4 75KA73L	Murata Manufacturing	Digi-Key	1	0.44	1481.04	0.44	1481.04
					Mouser	1	0.49	1649.34	0.49	1649.34
Resistor	R1	Thick Film Resistors - SMD 1/8watt 2.7Mohms 1%	CRCW08052M7 0FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
Resistor	R2	Thick Film Resistors - SMD 1/8watt 1.5Mohms 1%	CRCW08051M5 0FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
Resistor	R3	Res Thick Film 0805 8.2M Ohm 1% 0.125W(1/8W) ±100ppm/°C	RC0805FR-078M2L	YAGEO Corporation	Digi-Key	1	-	-	-	-
					Mouser	1	0.13	437.58	0,13	437.58
Inductor	L1	FIXED IND 22UH 500MA 575 MOHM	744025220	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.54	5183.64	1,54	5183.64
					Mouser	1	1.54	5183.64	1,54	5183.64
Capacitor	C8	CAPACITOR, CERAMIC, MULTILAYER, 16 V, X7R, 0.01 uF, SURFACE MOUNT, 0603	GRM188R71C1 03KA01D	Murata Manufacturing	Future Elec	1	0.098	329.868	0,098	329.868
					Quest Comp	1	0.0975	328.185	0,0975	328.185
Capacitor	C9	Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 0805 10V 47uF X5R 20% T: 1.25mm	C2012X5R1A47 6M125AC	TDK Corporation	Digi-Key	1	0.97	3265.02	0,97	3265.02
					Mouser	1	1.06	3567.96	1,06	3567.96
Resistor	R4	Res Thick Film 0805 6.2M Ohm 5% 0.125W(1/8W) ±100ppm/°C	RC0805FR-076M2L	YAGEO Corporation	Digi-Key	1	0.11	370.26	0,11	370.26
					Mouser	1	0.11	370.26	0,11	370.26
Resistor	R5	Thick Film Resistors - SMD 1/8watt 499Kohms 1%	CRCW0805499 KFKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0,1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0,1	336.6
Resistor	R6	Thick Film Resistors - SMD 1/8watt 2.7Mohms 1%	CRCW08052M7 0FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0,1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0,1	336.6

Conector	CN2	Fixed Terminal Blocks 5.0MM PCB MOUNT 8P	282836-8	TE Connectivity	Digi-Key	1	3.16	10636.56	3.16	10636.56
					Mouser	1	3.16	10636.56	3.16	10636.56
Capacitor	C6, C7	Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT 16V 0.1uF X7R 10%	C0603C104K4R AC	KEMET Corporation	Digi-Key	2	0.14	471.24	0.28	942.48
					Mouser	2	0.12	403.92	0.24	807.84
Conector	CN3	Fixed Terminal Blocks 5.0MM PCB MOUNT 4P	282836-4	TE Connectivity	Digi-Key	1	1.42	4779.72	1.42	4779.72
					Mouser	1	0.89	2995.74	0.89	2995.74
Test point	TP1 - TP10	Conn Unshrouded Header HDR 40 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Bag	61304011121	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
	SW1, SW2				Mouser	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
Integrado	U1	SPV1050 Series 18 V 70 mA SMT Ultralow Power Energy Harvester - VFQFPN-20	SPV1050	ST	Digi-Key	1	2.275	7657.65	2.275	7657.65
					Mouser	1	1.81	6092.46	1.81	6092.46
<b>Total</b>									16.003	53866.10

**Tabla 3-10:** Listado de componentes requeridos por la tarjeta de desarrollo del ADP5091

Componente	Designador	Descripción	Referencia del fabricante	Fabricante	Distribuidor	Cant	Precio USD	Precio \$	Total USD	Total \$
Batería	B1	BATTERY HOLDER COIN 20MM SMD	BC2032-F1	Memory Protection Devices	Digi-Key	1	2.04	6866.64	2.04	6866.64
					Mouser	1	-	-	-	-
					Quest	1	3.92	13194.72	3.92	13194.72
Capacitor	C1, C4	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	GRM188R71H104KA93	Murata	Digi-Key	2	-	-	-	-
					Mouser	2	-	-	-	-
					Quest	2	0.27	908.82	0.54	1817.64
Capacitor	C2, C5	CAPACITOR, CERAMIC, MULTILAYER, 10 V, X5R, 4.7 uF, 0805	GRM21BR61A475KA73	Murata	Digi-Key	2	-	-	-	-
					Mouser	2	-	-	-	-
					Quest	2	0.216	727.056	0.432	1454.112
Capacitor	C3	Cap Supercap 0.1F 5V -20% to 80% (13 X 11.3 X 6mm) Radial 7.3mm 3uA 4 Ohm	PB-5R0H104-R	Cooper Bussmann	Digi-Key	1	6.2	20869.2	6.2	20869.2
					Mouser	1	6.2	20869.2	6.2	20869.2
					Quest	1	-	-	-	-

Capacitor	C6	Cap Ceramic 0.01uF 50V X7R 10% Pad SMD 0603 125°C T/R	GRM188R71H103KA01	Murata	Digi-Key	1	-	-	-	-
					Mouser	1	-	-	-	-
					Quest	1	0.102	343.332	0.102	343.332
Capacitor	C7	Cap Ceramic 10uF 10V X5R 10% SMD 0603 85°C Paper T/R	GRM188R61A106KE69D	Murata	Digi-Key	1	0.23	774.18	0.23	774.18
					Mouser	1	0.18	605.88	0.18	605.88
					Quest	1	0.2	673.2	0.2	673.2
Jumper	J1	Conn Unshrouded Header HDR 40 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Bag	61304011121	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
					Mouser	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
					Quest	1	2.275	7657.65	2.275	7657.65
Jumper	J2	CONN HEADER SMD 10POS 2.54MM	61031021121	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.93	6496.38	1.93	6496.38
					Mouser	1	1.84	6193.44	1.84	6193.44
					Quest	1	-	-	-	-
Jumper	J3	Board-To-Board Connector, Right Angle, Through Hole, Header, 10, 2.54 mm	61301011021	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.19	4005.54	1.19	4005.54
					Mouser	1	1.19	4005.54	1.19	4005.54
					Quest	1	-	-	-	-
Jumper	J4	Conn Unshrouded Header HDR 80 POS 2.54mm Solder RA Thru-Hole Carton	9-103324-0	TE Connectivity	Digi-Key	1	-	-	-	-
					Mouser	1	5.26	17705.16	5.26	17705.16
					Quest	1	-	-	-	-
Inductor	L1	FIXED IND 22UH 500MA 575 MOHM	744025220	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.54	5183.64	1.54	5183.64
					Mouser	1	1.54	5183.64	1.54	5183.64
					Quest	1	-	-	-	-
Resistor	R1	Res Thick Film 0603 442K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW0603442KFKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.045	151.47	0.045	151.47
Resistor	R2	Res Thick Film 0603 221K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW0603221KFKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.018	60.588	0.018	60.588

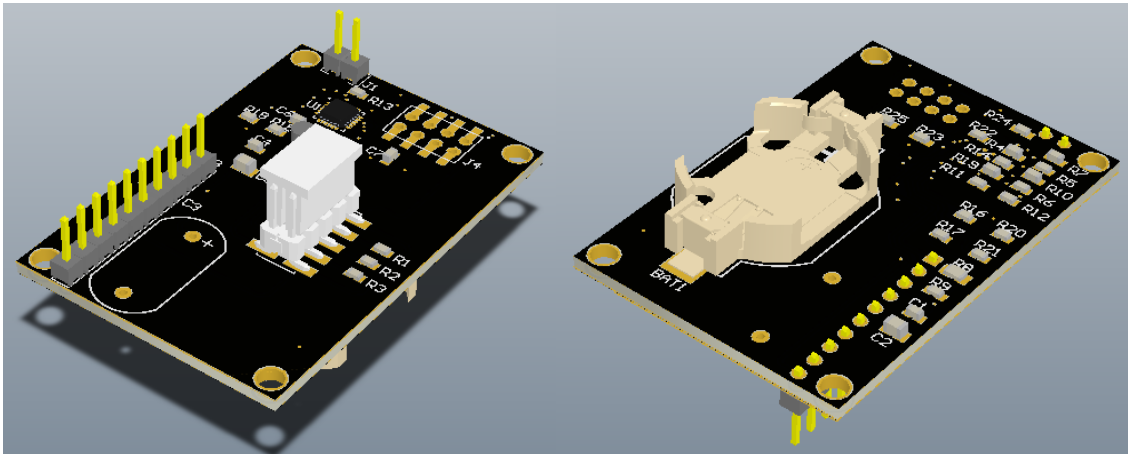
Resistor	R3	Res Thick Film 0603 56K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW060356K0FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.075	252.45	0.075	252.45
Resistor	R4, R19	Res Thick Film 0603 5.9M Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW06035M90FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Mouser	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Quest	2	-	-	-	-
Resistor	R5, R6	Res Thick Film 0603 3.3M Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW06033M30FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Mouser	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Quest	2	0.0225	75.735	0.045	151.47
Resistor	R7, R10	Res Thick Film 0603 4.22M Ohm 1% 1/10W ±100ppm/°C	CRCW06034M22FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Mouser	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Quest	2	-	-	-	-
Resistor	R8	Res Thick Film 0805 4.7 Ohm 5% 1/8W ±200ppm/°C	CRCW08054R70JNEAIF	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.59	1985.94	0.59	1985.94
					Mouser	1	0.62	2086.92	0.62	2086.92
					Quest	1	-	-	-	-
Resistor	R9	Res Thick Film 0603 3.3K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW06033K30FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.0135	45.441	0.0135	45.441
Resistor	R11, R14	Res Thick Film 0603 6.65M Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW06036M65FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Mouser	2	0.1	336.6	0.2	673.2
					Quest	2	-	-	-	-
Resistor	R12	Res Thick Film 0603 100K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW0603100KFKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.125	420.75	0.125	420.75
Resistor	R13	Res Thick Film 0603 150K Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW0603150KFKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.0225	75.735	0.0225	75.735

Sistema de recolección de energía proveniente del ambiente utilizando un  
sensor piezoeléctrico

Resistor	R15	Res Thick Film 0603 4.7M Ohm 1% 1/10W ±100ppm/°C	CRCW06034M70FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.15	504.9	0.15	504.9
Resistor	R18	Res Thick Film 0603 18M Ohm 5% 1/10W ±500ppm/°C	CRCW060318M0JPEAHR	Vishay Dale	Digi-Key	1	-	-	-	-
					Mouser	1	-	-	-	-
					Quest	1	-	-	-	-
Resistor	R22	Res Thick Film 0603 1M Ohm 1% 0.1W(1/10W) ±100ppm/°C	CRCW06031M00FKEA	Vishay Dale	Digi-Key	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Mouser	1	0.1	336.6	0.1	336.6
					Quest	1	0.13	437.58	0.13	437.58
Resistor	R23 - R25	Res Thick Film 0603 0 Ohm Jumper Molded SMD Paper T/R	CRCW06030000Z0EA	Vishay Dale	Digi-Key	3	0.1	336.6	0.3	1009.8
					Mouser	3	0.1	336.6	0.3	1009.8
					Quest	3	0.12	403.92	0.36	1211.76
Test point	TP1 - TP6	Conn Unshrouded Header HDR 40 POS 2.54mm Solder ST Thru-Hole Bag	61304011121	Würth Elektronik	Digi-Key	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
					Mouser	1	1.44	4847.04	1.44	4847.04
					Quest	1	2.275	7657.65	2.275	7657.65
Integrado	U1	ENERGY HARVESTER PMU, 3.3V, LFCSP-24	ADP5091ACPZ-1-R7	Analog Devices	Digi-Key	1	6.1	20532.6	6.1	20532.6
					Mouser	1	6.28	21138.48	6.28	21138.48
					Quest	1	-	-	-	-
<b>Total</b>									35.069	118042.25

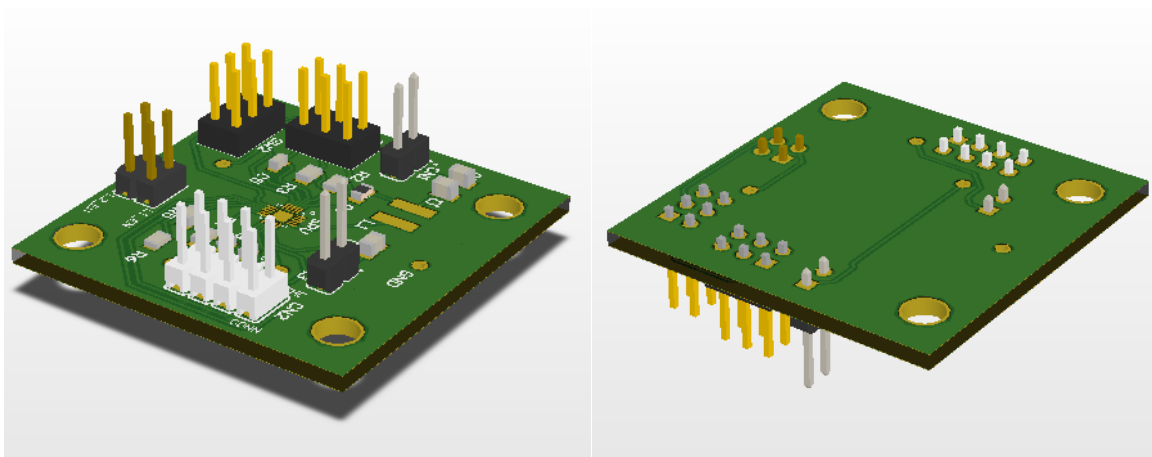
Por último, se realizan los esquemáticos de los PMC, ver anexos A y C, donde se identifican los puntos de medición. Posteriormente, se diseñan los circuitos impresos correspondientes. En los anexos B y D se muestran los planos de ensamblaje con la disposición de los componentes.

**Figura 3-57:** Representación en 3D de la tarjeta de desarrollo del ADP5091



Además, se muestran las representaciones en 3D de las tarjetas de desarrollo con la disposición de los *pads*, incluidos para mejorar el soporte de los PCB, ver Figura 3-57 y Figura 3-58.

**Figura 3-58:** Representación 3D de la tarjeta de desarrollo del SPV1050

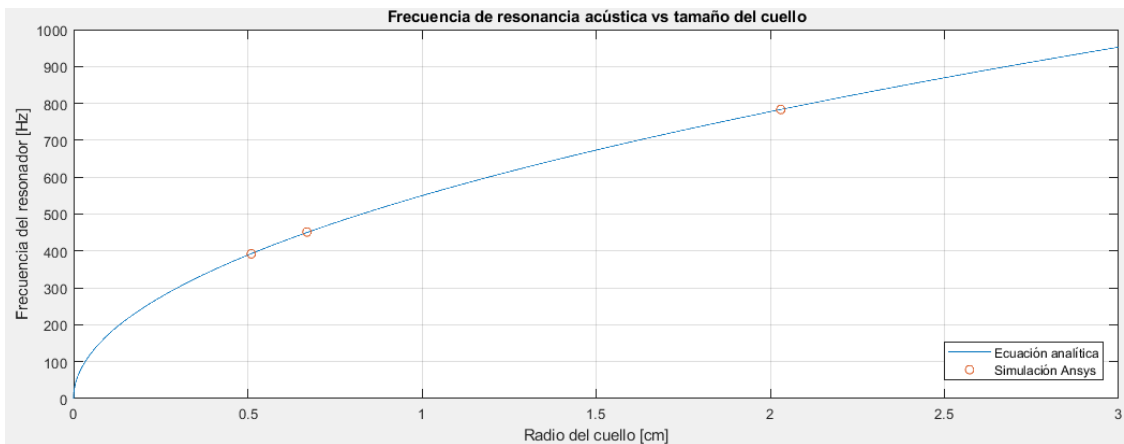


## 3.6 Etapa 6: Análisis de resultados

### 3.6.1 Comportamiento acústico

Mediante el análisis modal acústico se obtiene una frecuencia resonante de 451.42 Hz del volumen interno para un cuello de radio  $r_n = 0,67$  cm. Al aumentar un 202.985 % el radio del cuello, la frecuencia de resonancia aumenta en un 73.532 %. En la Figura 3-59 se grafican en Matlab los resultados correspondientes a la Ecuación (2-9) y se ponen en contraste los resultados de la simulación, ver anexo E.

**Figura 3-59:** Frecuencia de resonancia del resonador Helmholtz al variar el radio del cuello



Así mismo, a partir del análisis modal estructural se encuentra que la frecuencia resonante del envase es de 266.43 Hz.

Al realizar el acoplamiento entre el volumen acústico y el envase estructural, es decir, el análisis multi-físico entre los dominios mecánico y acústico, se caracteriza una frecuencia resonante de 451.48 Hz. Por lo tanto, el envase ocasiona un incremento del 0.013 % en la frecuencia modal del resonador Helmholtz.

Finalmente, se determina la posición en la que se podría ubicar el sensor. A partir de la Figura 3-7 se identifica la región que tiene una mayor presión acústica, tomando la base como la zona con mejores prestaciones con 20124 Pa. Además, se tiene que, para una distancia de 3 cm hacia el cuello, la presión cae alrededor de 2000 Pa.

### 3.6.2 Respuesta piezoeléctrica

Luego del análisis acústico, se realiza el análisis desacoplado del sensor, ver Figura 3-60.



**Figura 3-60:** Análisis desacoplado del sensor piezoeléctrico



Posteriormente, se desarrollan las respuestas modales del sensor piezoeléctrico bimorfo con las capas piezocerámicas conectadas en serie. En simultáneo, se evalúa la incorporación de los cuerpos piezoeléctricos (usando la extensión *Piezo and MEMS*) con propiedades mecánicas isotrópicas y anisotrópicas de la piezocerámica PZT-5H, obteniendo el incremento porcentual relacionado en la Tabla 3-11.

**Tabla 3-11:** Incremento porcentual de las frecuencias modales anisotrópicas

Modo (r)	$f_r$ sin carga [Hz]		Incremento 1 [%]	$f_r$ con carga [Hz]		Incremento 2 [%]
	Isotrópico	Anisotrópico		Isotrópico	Anisotrópico	
1	71.309	76.394	7.1309	71.398	74.138	3.8376
2	446.74	475.42	6.4198	445.92	451.05	1.1504
3	1250.2	1337.6	6.9909	1246.9	1262.2	1.2270
4	2448.2	2628.9	7.3809	2441.1	2471.1	1.2290

Donde, “Incremento 1” hace referencia al incremento porcentual presentado al asignar las propiedades anisotrópicas al material sin conectar una resistencia de carga, e “Incremento 2” relaciona este mismo incremento al conectar la carga resistiva.

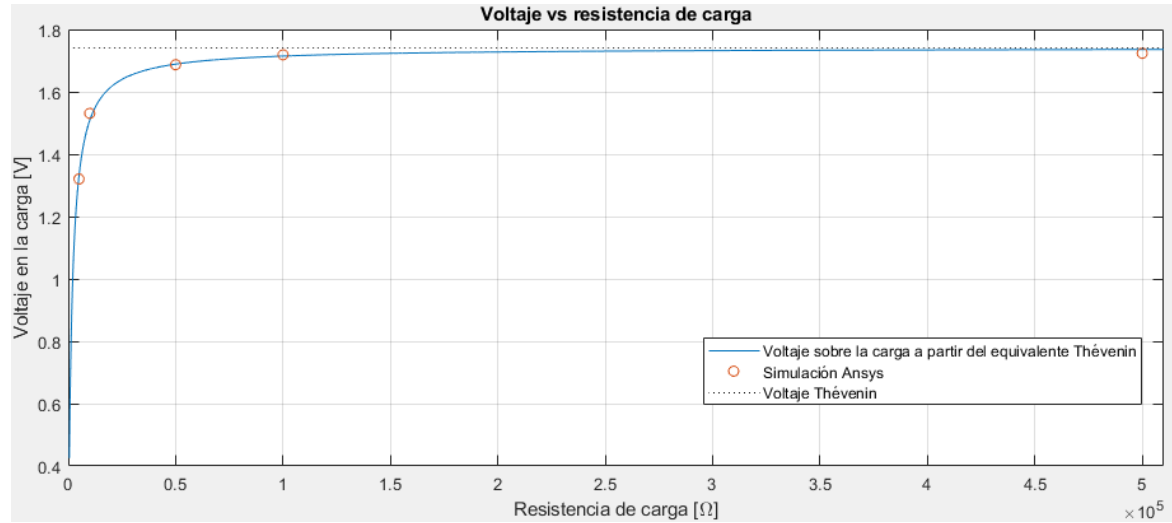
Continuando con el análisis del sensor, se grafica en Matlab el voltaje aplicado a la resistencia de carga a partir del divisor de voltaje en el equivalente Thévenin, ver anexo G. En la Tabla 3-12 se presentan datos puntuales para las resistencias de carga empleadas en la simulación, así como también los resultados de la misma.

**Tabla 3-12:** Comparación entre el divisor del equivalente Thévenin y el voltaje obtenido mediante el análisis FEA en Ansys

Resistencia de carga [kΩ]	Divisor Thévenin [V]	Modelo Ansys [V]	Error relativo [%]
5	1.33002	1.32035	0.727057
10	1.50804	1.53096	1.51985
50	1.6888	1.68700	0.106585
100	1.71458	1.71873	0.242042
500	1.73571	1.72364	0.695393

En adición a lo anterior, se representa de forma continua el voltaje pico en la carga a partir del equivalente Thévenin, ver Figura 3-61.

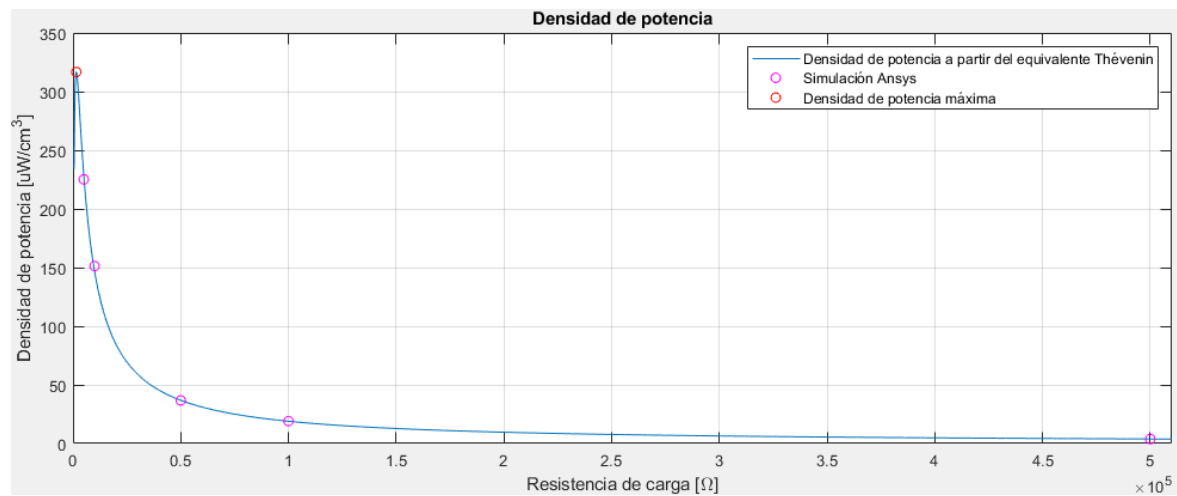
**Figura 3-61:** Voltaje pico en la carga respecto a la resistencia de carga



Otro factor determinante en la recolección de energía es la densidad de potencia, definido como la potencia generada respecto al volumen del sensor. En la Figura 3-62 se presenta la densidad de potencia respecto a la resistencia de carga, obtenida a partir de la normalización volumétrica de la potencia mostrada en la Figura 3-47 y comparando con los resultados obtenidos en la Tabla 3-5 mediante el análisis FEA en Ansys. Solucionando

$$q = \frac{V_{th}^2}{\bar{V}_p} \left( \frac{R_L}{(R_{th} + R_L)^2} \right) \text{ y } q = \frac{V^2}{R_L \bar{V}_p}, \text{ respectivamente.}$$

**Figura 3-62:** Densidad de potencia respecto a la resistencia de carga



De acuerdo con lo anterior, la máxima densidad de potencia es obtenida en el punto de máxima transferencia de potencia. Por lo tanto, para la carga  $R_L = R_{th} = 1545.3 \Omega$  se consigue una densidad de potencia de  $\rho = 316.7211 \frac{\mu W}{cm^3}$ .

### 3.6.3 Análisis de la potencia suministrada

Finalmente, es conveniente identificar los diferentes dispositivos de bajo consumo que pueden ser alimentados con la energía recolectada, específicamente, el tiempo que debería recolectarse de forma continua para alimentarlos durante 60 minutos. Para esto, se consideran varios factores:

- Aceleración de  $9.81 \frac{m}{s^2}$  (1 g)
- Excitación de la base bajo la frecuencia de resonancia, para el segundo modo  $f_2 = 451.05$  Hz.
- Condiciones ideales sin pérdidas de conversión de energía  $P_{out} = P_s$ .
- Coeficientes de amortiguamiento:  $\zeta = 0$ ,  $\alpha = 0$ ,  $\beta = 10 * 10^{-6} \frac{s}{rad}$

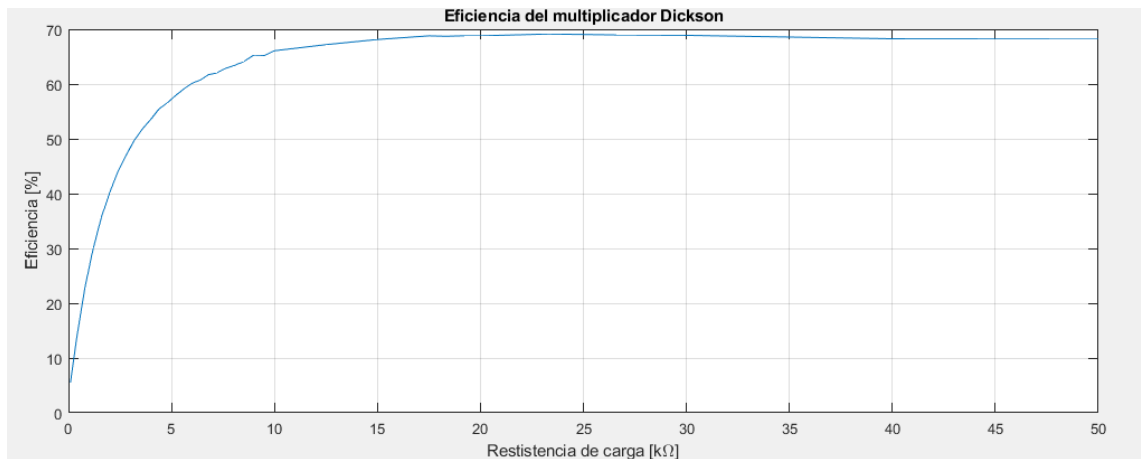
En la Tabla 3-13 se compila información del consumo (potencia de funcionamiento) para dispositivos comunes de bajo consumo, a partir de lo cual se estima el tiempo que debería recolectarse energía para un uso continuo de 1 hora, al considerar que la potencia máxima entregada por el sensor es de  $P_s = 490.4 \mu W$ .

**Tabla 3-13** Estimación de tiempo requerido para que el dispositivo recolector alimente por una hora a un dispositivo electrónico

Dispositivo	Referencia	Condición	Potencia [ $\mu$ W]	Energía por Hora [J]	Tiempo recolectando [h]	Referencia
Micro controladores	ADP5091	Modo activo	6.0	0.022	0.024	Datasheet
	SPV1050	Modo activo	1.43	0.00515	0.00583	Datasheet
	PIC16f887	Modo activo	440.0	1.584	1.794	Datasheet
	ATMega328	Modo activo	360.0	1.296	1.468	Datasheet
	MSP430F261x / MSP430F241x	Modo activo	806.0	2.902	3.287	Datasheet
	ATSAM4LS2AA-MUR	Modo activo	162.0	0.5832	0.6607	Datasheet
Dispositivos electrónicos	32kHz oscilador cuarzo	Modo activo	0.10	0.00036	0.00041	(Harrop & Das, 2009)
	dispositivo medico implado	Transmisión y recepción	10.0	0.036	0.041	(Gaynor & Waterman, 2016)
	Tag RFID	Transmisión y recepción	10	0.036	0.041	(Gaynor & Waterman, 2016)
	Hearing aid	Modo activo	100	0.36	0.41	(Harrop & Das, 2009)
	MP3	Modo activo	100000	360,0	407.8	(Harrop & Das, 2009)
	acelerómetro ADXL103	Modo activo	3350	12.06	13.66	Datasheet
	Bluetooth transmisor	Transmisión y recepción	45000	162.0	183.6	(Harrop & Das, 2009)
	Calculadora	Modo activo	1.0	0.0036	0.0041	(Harrop & Das, 2009)
Led rojo GBR333	Encendido	50000	180.0	203.9	Datasheet	

Ya que, en el caso práctico no es posible emplear toda la energía para suministrarla a la carga y los dispositivos móviles funcionan con señales de corriente continua, se realiza un nuevo análisis correspondiente a las pérdidas de rectificación y gestión de energía. En la Figura 3-63 se muestra la eficiencia del multiplicador al aumentar la resistencia de carga, ubicando el MPP se identifica una eficiencia de  $\eta_{\text{rect}} = 65.29\%$ .

**Figura 3-63:** Eficiencia del multiplicador Dickson respecto a la resistencia de carga



Tomando como punto de partida, la eficiencia de conversión AC a DC de  $\eta_{rect} = 65.29 \%$  y las eficiencias de conversión DC a DC de  $\eta_{pmc} = 80 \%$  y  $\eta_{pmc} = 79 \%$  para el SPV1050 y el ADP5091, respectivamente. En la Tabla 3-14 se considera la eficiencia parcial desde la salida del sensor hasta la salida del multiplicador,  $\eta_{parc} = 52.23 \%$  y  $\eta_{parc} = 51.58 \%$ , para cada PMC; al considerar que la potencia eficaz entregada por el sensor es de  $P_s = 198.5 \mu W$ , la cual es medida por medio de un multímetro virtual en Proteus.

**Tabla 3-14:** Estimación de tiempo requerido para que el dispositivo recolector alimente por una hora a un dispositivo electrónico, considerando las eficiencias de rectificación y gestión de energía

Dispositivo	Referencia	Energía por Hora [J]	SPV1050			ADP5091		
			[h]	[min]	[s]	[h]	[min]	[s]
Micro controladores	PIC16f887	1.584	4	14	38	4	17	51
	ATMega328	1.296	3	28	20	3	30	58
	MSP430F261x / MSP430F241x	2.9016	7	46	26	7	52	20
	ATSAM4LS2AA-MUR	0.5832	1	33	45	1	34	56
Dispositivos electrónicos	32kHz oscilador cuarzo	0.00036	0	0	3	0	0	3
	Dispositivo medico implado	0.036	0	5	47	0	5	52
	Tag RFID	0.036	0	5	47	0	5	52
	Hearing aid	0.36	0	57	52	0	58	36
	MP3	360	964	30	4	976	42	36
	Acelerómetro ADXL103	12.06	32	18	39	32	43	11
	Bluetooth transmisor	162	434	1	32	439	31	10
	Calculadora	0.0036	0	0	35	0	0	35
	Led rojo GBR333	180	482	15	2	488	21	18

## 4. Conclusiones y recomendaciones

### 4.1 Conclusiones

Las diferencias presentadas entre la cerámica PZT-5H con propiedades isotrópicas y anisotrópicas se encuentran relacionadas con la incorporación del módulo de elasticidad transversal para el segundo caso; a partir de lo cual se aumenta la rigidez del sensor, disminuyéndose así la deformación, y ocasionando la atenuación del voltaje promedio sobre las caras de los electrodos. De esta forma, se establece que el modelo de simulación con propiedades anisotrópicas se adecúa mejor a las condiciones reales, resaltando que se requiere la determinación experimental de los coeficientes de amortiguamiento.

Partiendo del equivalente Thévenin obtenido bajo una excitación de 1 g de aceleración a una frecuencia de 451 Hz, el sensor entrega una potencia media máxima de 245.2  $\mu\text{W}$  para el circuito Shunt, y una potencia máxima de 198.5  $\mu\text{W}$  al acoplar el circuito del multiplicador Dickson de 1 etapa. Este decaimiento se debe a la adición de la impedancia equivalente del multiplicador, que desplaza la resistencia de carga óptima, desplazando consecuentemente el MPP, cuyo seguimiento es un factor de vital importancia en EH.

En este orden, la conversión del voltaje alterno a una señal continua por medio de los diferentes métodos de rectificación, es otro parámetro crítico en la cantidad de energía transferida al dispositivo de almacenamiento. Con una eficiencia máxima del 69 %, el multiplicador Dickson no representaría el mejor método de rectificación.

Adicionalmente, se espera obtener eficiencias máximas del 88 % y 95 % para el SPV1050 y el ADP5091, respectivamente, que al compararlos con otros PMC del mercado se obtiene una relación costo-beneficio favorable. Además, el acoplamiento del circuito rectificador ocasiona una caída en la eficiencia con  $\eta_{\text{parc}} = 52.23 \%$  y  $\eta_{\text{parc}} = 51.58 \%$  para cada PMC.

A partir del diseño del sensor piezoeléctrico se determina que la frecuencia resonante para el segundo modo de vibración es de 451.05 Hz, criterio empleado en el diseño de un resonador Helmholtz con un nivel de sonido incidente de 48.45 dB a la frecuencia de 451.48 Hz. En este sentido, las fuentes de sonido que se ajustan a estas condiciones son:

una oficina en jornada laboral 50 dB, una sala de estar con música o televisión en funcionamiento 60 dB. Además, cabe resaltar que el nivel de sonido promedio en la ciudad de Bogotá se encuentra entre 70 y 80 dB, con un 80 % proveniente del tráfico.

Por otra parte, en los resultados de la simulación se encuentra que el dominio acústico (en el análisis acústico acoplado del resonador) es dominante, ya que el dominio mecánico no influye significativamente en las frecuencias modales del resonador Helmholtz.

## 4.2 Recomendaciones

Debido al alcance del proyecto se recomienda para futuros trabajos la simulación multi-física al acoplar el sensor con el resonador, mediante el enlace de los dominios mecánico, acústico y piezoeléctrico.

De la misma forma, se debería validar experimentalmente los resultados aquí contenidos, con lo que además se podrán corregir las constantes de amortiguamiento para acercar a la realidad la simulación realizada.

Además, se considera pertinente la expansión del modelo circuital al incluir y validar diferentes sistemas de rectificación, con el fin de determinar el que mejor se adapta a las condiciones de recolección.

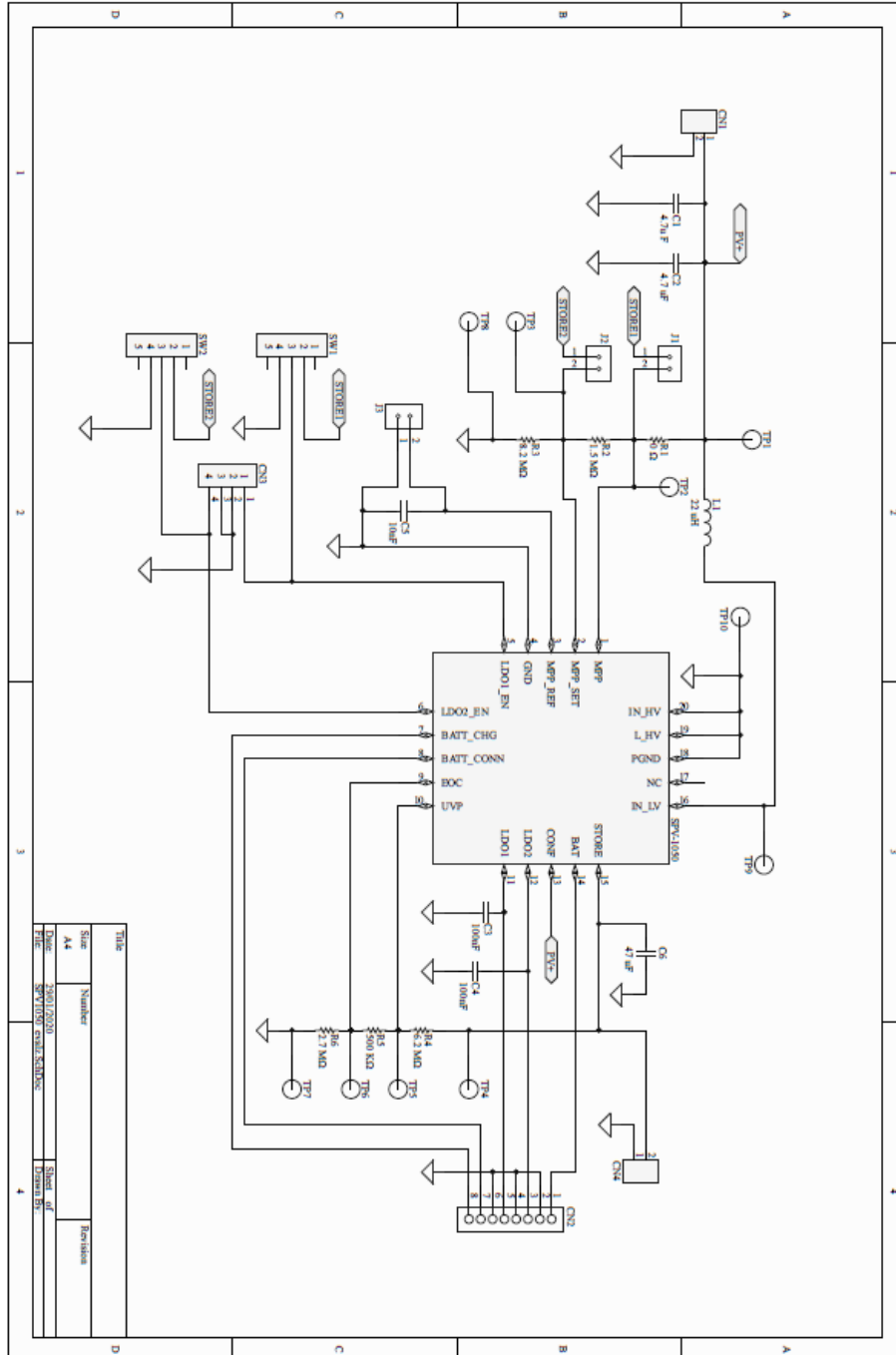
Posicionar el sensor en diferentes puntos del resonador hasta encontrar la región con mayor diferencia de presión. Repetir este proceso para diferentes geometrías cuya frecuencia resonante para el segundo modo se aproxime a la frecuencia modal del resonador Helmholtz.

Diseñar un sensor de menores dimensiones, y añadirle una masa de prueba que desplace la frecuencia resonante del primer modo a la frecuencia del resonador.

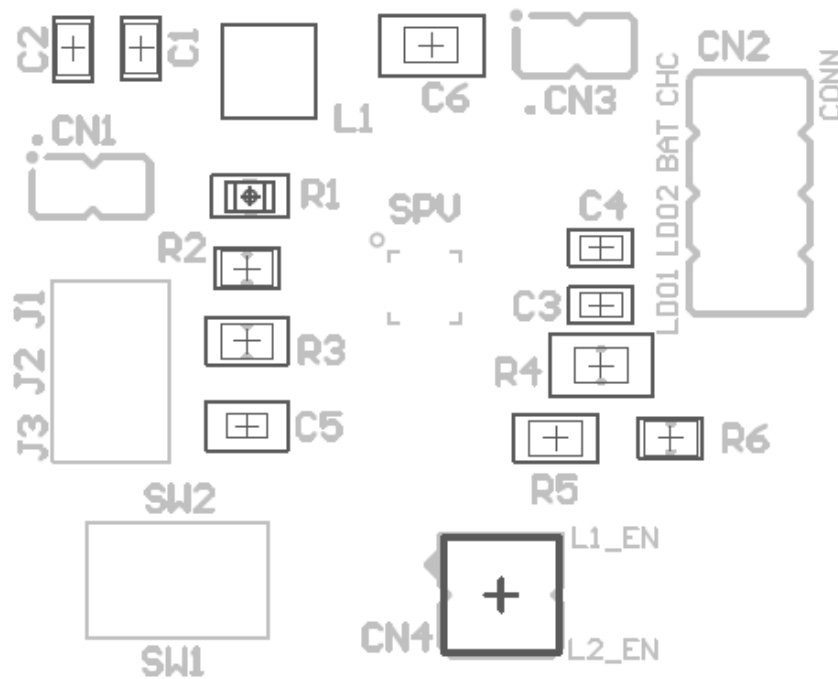
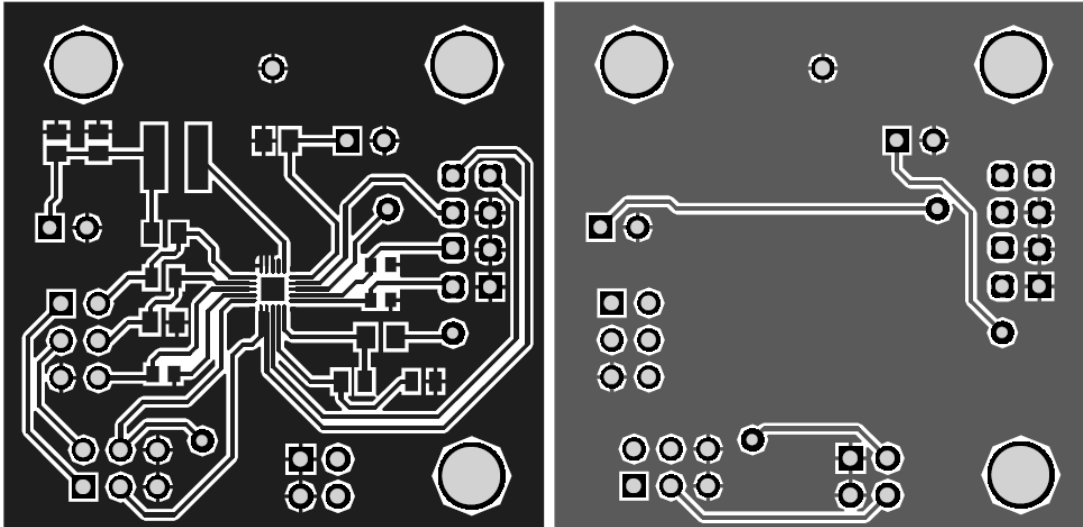
Se recomienda la implementación de los sistemas de gestión o PMC, para la validación de las formas de onda y eficiencia, presentados en esta investigación.



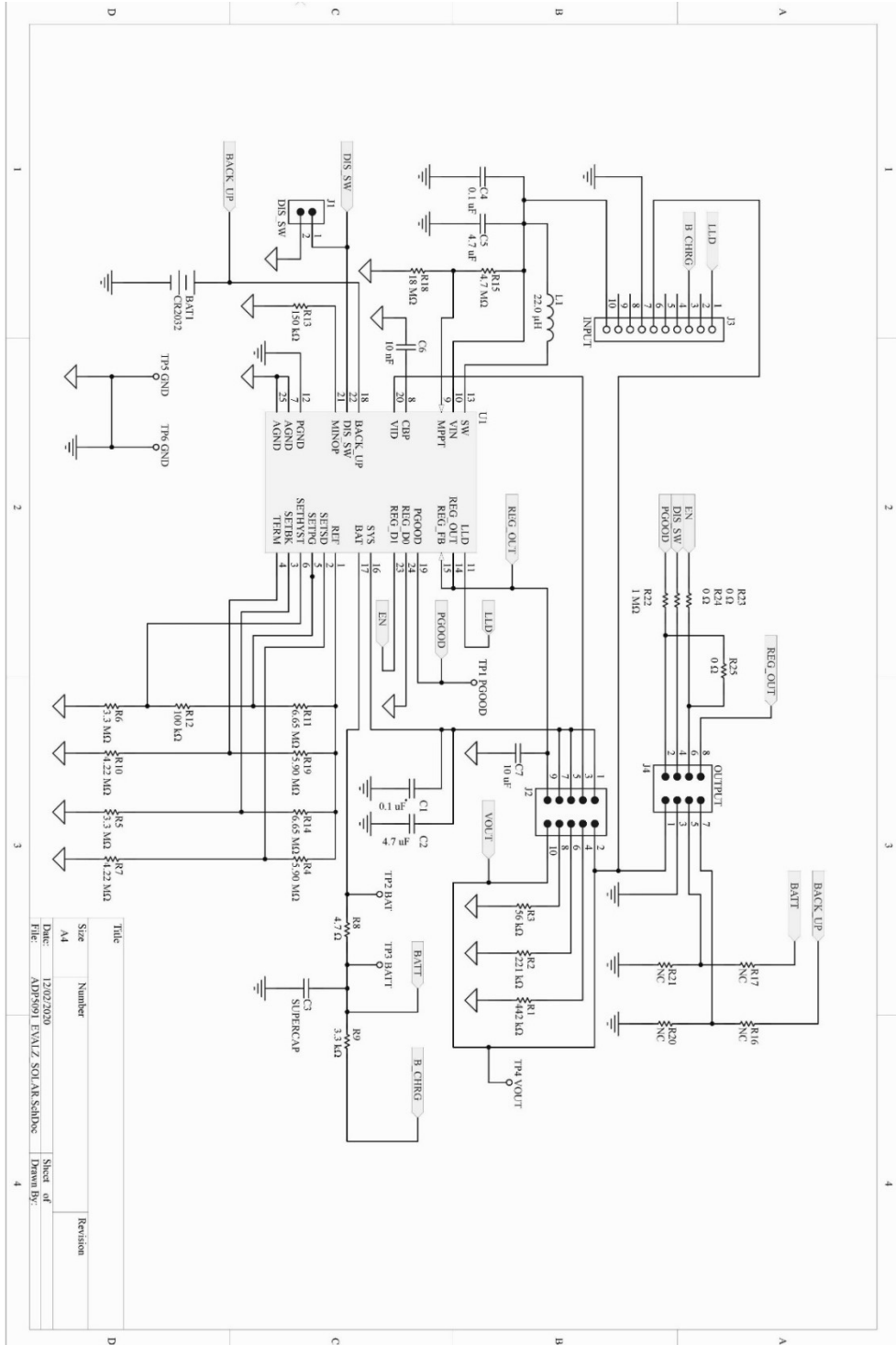
# A. Esquemático de la tarjeta de desarrollo del SPV1050



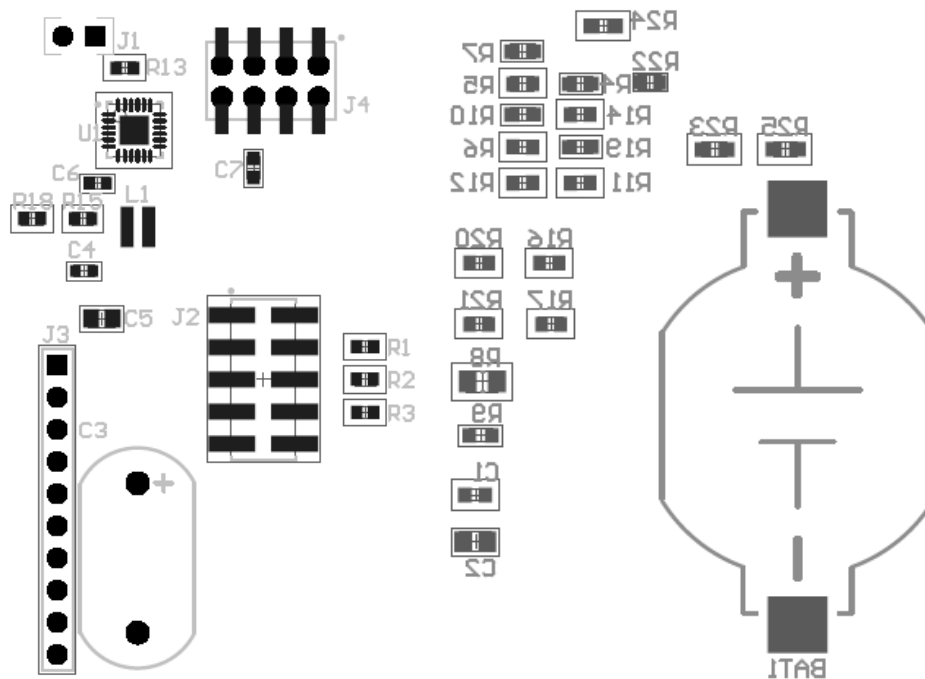
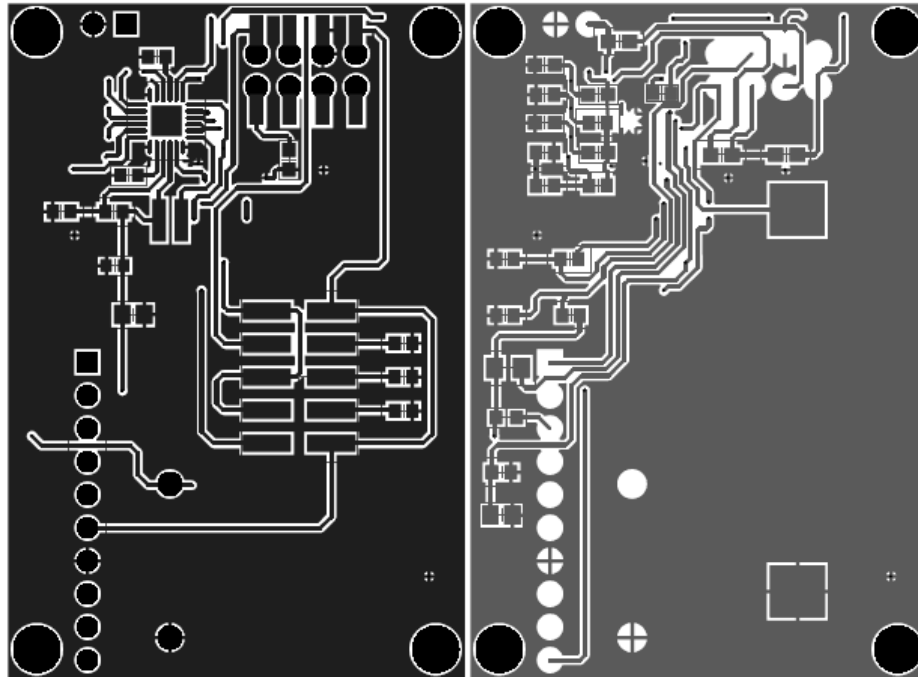
## B. Planos de ensamblaje de la tarjeta de desarrollo del SPV1050



# C. Esquemático de la tarjeta de desarrollo del ADP5091



## D. Planos de ensamblaje de la tarjeta de desarrollo del ADP5091



## E. Código en Matlab de la frecuencia de resonancia del resonador Helmholtz al variar el radio del cuello

```
v = 34320; % Velocidad del sonido en el aire [cm/s]
rn = 0:0.001:3; % Radio del cuello [cm]
rn1 = [0.51 0.67 2.03];
f1 = [392.25 451.42 783.36];
I = 4.62; % Arista de la base hexagonal [cm]
h = 6.5; % Altura del resonador [m]
V = (3/2)*sqrt(3)*I^2*h; % Volumen interno del resonador [cm^3]
f = (v/(2*pi))*sqrt((pi*rn)/(V*0.86)); % Frecuencia del resonador [Hz]
figure(1)
plot(rn,f)
grid on
hold on
scatter(rn1,f1)
xlabel('Radio del cuello [cm]')
ylabel('Frecuencia del resonador [Hz]')
title('Frecuencia de resonancia acústica vs tamaño del cuello')
legend('Ecuación analítica','Simulación Ansys')
```

## F. Código en Matlab de la respuesta modal del sensor

```

% Voladizo con acoplamiento piezoeléctrico sin masa de prueba
% Material sustrato: Cobre
% Material piezoeléctrico: Piezocerámica PZT-5H

format shortEng
format compact
L = 72.4e-3;           %Largo de la viga [m]
b = 26.7e-3;          %Ancho de la viga [m]
hs = 0.267e-3;        %Espesor del sustrato [m]
hp = 0.267e-3;        %Espesor del PZT [m]
hpc = (hs+hp)/2;      %Distancia entre el eje neutro y el centro de la
capa de PZT [m]
Yo = 1;               %Magnitud de la entrada harmónica [m]
ro_s = 8300;           %Densidad del material del sustrato [kg/m^3]
ro_p = 7500;           %Densidad del material PZT [kg/m^3]
Es = 110e9;           %Módulo de Young del material del sustrato [Pa]
Ep = 62e9;            %Módulo de Young del material PZT [Pa]
e31 = -6.5;           %Constante [As/m^2]
ep0 = 8.85419e-12;    %Permitividad en el vacío [F/m]
ep33 = 3400*ep0;      %Permitividad del PZT en el modo 33 [F/m]
%Acoplamiento piezoeléctrico
vs = ( (e31*b)/(2*hp) )*( hs^2/4-(hp+hs/2)^2 );
%Rigidez a la flexión [Pa*m^4]
YI = ( 2*b/3 )*( ((Es*hs^3)/8) + Ep*( (hp+hs/2)^3 - hs^3/8 ) );
%Masa longitudinal [kg/m]
m = b*(ro_s*hs + 2*ro_p*hp);
%Cálculo previo de la capacitancia
Cp = ( ep33*b*L )/hp;
%Capacitancia interna del PZT [F]
Cp_eq = Cp/2;
Rl = 100:100:1e4;

v_final_lambda = 40;
aux1 = 0:0.01:v_final_lambda;
f = 1 + cos(aux1).*cosh(aux1);

%%
% INICIO: LAMBDA (Frecuencias modales)

syms z
n = 0;
lambda = zeros(1,v_final_lambda);

for i = 1:1:v_final_lambda
ceros(i) = vpasolve(1 + cos(z).*cosh(z) == 0, z, i);
    if i > 1
        if ceros(1,i) > ceros(1,i-1)
            n = n + 1;
        end
    end
end

```

```

        lambda(1,n) = ceros(1,i);
    end
end
end

n = 1;
lambda_r = zeros(1,size(lambda,2));
lambda_r(1)=lambda(1);

for i = 1:1:v_final_lambda
    if i > 1
        if lambda(i) ~= lambda(i-1)
            n = n + 1;
            lambda_r(1,n) = lambda(1,i);
        end
    end
end

% FIN: LAMBDA (Frecuencias modales)

%%
% INICIO: Ecuaciones modales

x = 0:0.0001:L;
aux2 = round(x*(1/0.0001)+1);
fi_r(1,size(aux2,2),(n-1)) = zeros();
aux3 = 0:0.0001:L+0.0001;
aux4 = 0:0.0001:L;
aux5 = round((aux4*(1/0.0001)) + 1);
C_r = sqrt(1/(m*L))*ones(1,(n-1));

for i = 1:1:(n-1)
    w_r(i) = lambda_r(i).^2 *sqrt(YI/(m*L^4));
    zita_r(i) = 20e-3;
    freq_r(i) = w_r(i)/(2*pi);
    beta_r(i) = (sin(lambda_r(i))-
sinh(lambda_r(i)))./(cos(lambda_r(i))+cosh(lambda_r(i)));
    fi_r(1,aux2,i) = C_r(i).*(cos((lambda_r(i)/L).*x)-
cosh((lambda_r(i)/L).*x) + beta_r(i).*(sin((lambda_r(i)/L).*x)-
sinh((lambda_r(i)/L).*x)));
    fi_r_L(i) = C_r(i).*(cos(lambda_r(i))-cosh(lambda_r(i)) +
beta_r(i).*(sin(lambda_r(i))-sinh(lambda_r(i))));
    fi1 = @(y) C_r(i).*(cos((lambda_r(i)/L).*y)-cosh((lambda_r(i)/L).*y)
+ beta_r(i).*(sin((lambda_r(i)/L).*y)-sinh((lambda_r(i)/L).*y)));
    q1 = integral(fi1, 0, L);
    integral_fi(i) = q1;
    fi2 = C_r(i).*(cos((lambda_r(i)/L)*aux3)-cosh((lambda_r(i)/L)*aux3)
+ beta_r(i).*(sin((lambda_r(i)/L)*aux3)-sinh((lambda_r(i)/L)*aux3)));
    dev_fi2 = diff(fi2);
    derivada_fi(1,aux5,i) = dev_fi2;
    derivada_fi_L(i) = derivada_fi(1,size(aux4,2),i);
    Kr(i) = -e31*hpc*b*derivada_fi_L(i);
    sigma_r(i) = -m*integral_fi(i);
end
figure(2)

```

```
plot (x, fi_r(1,aux2,1), x, fi_r(1,aux2,2), x, fi_r(1,aux2,3), x,  
fi_r(1,aux2,4), x, fi_r(1,aux2,5))  
title('Función propia normalizada en masa')  
xlabel('Longitud [m]')  
ylabel('')  
grid on  
  
% FIN: Ecuaciones modales
```



## G. Código en Matlab del equivalente Thévenin

```
format shortEng
format compact
L = 72.4e-3;           %Largo de la viga [m]
b = 26.7e-3;          %Ancho de la viga [m]
hs = 0.267e-3;        %Espesor del sustrato [m]
hp = 0.267e-3;        %Espesor del PZT [m]
vol = L*b*(hs+2*hp)*1e6; %Volumen del sensor [cm^3]

R = [5e3 10e3 50e3 100e3 500e3 1e9];           % Ohm
V1 = [1.32035 1.53096 1.687 1.71873 1.72364 1.73708]; % V
I1 = [264.07 153.096 33.74 17.1873 3.4473 0.001737]; % uA
V2 = transpose(V1);
I2 = transpose(I1);
V3 = [ones(length(V2),1) V2];
Reg = V3\I2;
Reg = transpose(Reg);

% Corriente vs voltaje
V = -0.1:0.001:1.8;
I = Reg(2)*V + Reg(1);
Rth = abs(1/Reg(2))*1e6;
figure(1)
plot(V,I)
hold on
scatter(V1,I1)
plot(zeros(1,size(V,2)),I,':','Color','k')
plot(V,zeros(1,size(V,2)),':','Color','k')
grid on
xlabel('Voltaje [V]')
ylabel('Corriente [uA]')
title('Corriente vs voltaje suministrado por el sensor')
legend('Regresión lineal','Simulación Ansys','Pendiente(Conductancia) = 647.12e-6 S','Rs = 1545.3 \Omega')

% Transferencia de potencia a la carga
syms v
Vth = vpsolve(Reg(2)*v + Reg(1) == 0, v);
Vth = sym2poly(Vth);
RL = 0:0.01:10000;
P = Vth^2*(RL./(Rth+RL).^2)*1e6;
Pmax = max(P);
syms r
Rop = vpsolve(Vth^2*(r/(Rth+r).^2)*1e6 == Pmax, r);
Rop = sym2poly(Rop(1));
figure(2)
plot(RL,P)
grid on
hold on
scatter(Rop,Pmax)
xlabel('Resistencia de carga [\Omega]')
```

```

ylabel('Potencia [uW]')
title('Potencia suministrada')

% Voltaje contra resistencia
R1 = 500:100:5.1e5;           % Ohm
Vr = Vth*R1./(R1+Rth);
figure(3)
plot(R1,Vr)
xlim([0 5.1e5])
grid on
hold on
scatter(R(1:5),V1(1:5),'o')
plot(R1,Vth*ones(1,size(R1,2)),':','Color','k')
xlabel('Resistencia de carga [\Omega]')
ylabel('Voltaje en la carga [V]')
title('Voltaje vs resistencia de carga')
legend('Voltaje sobre la carga a partir del equivalente
Thévenin','Simulación Ansys','Voltaje Thévenin')

% Comparación de la densidad de potencia
P1 = (V1(1:5).^2./R(1:5))*(1/vol)*1e6;   % uW/cm^3
P2 = (Vth^2*(R1./(Rth+R1).^2))*(1/vol)*1e6; % uW/cm^3
figure(4)
plot(R1,P2)
xlim([0 5.1e5])
grid on
hold on
scatter(R(1:5),P1(1:5),'m')
scatter(Rop,Pmax/vol,'r')
xlabel('Resistencia de carga [\Omega]')
ylabel('Densidad de potencia [uW/cm^3]')
title('Densidad de potencia')
legend('Densidad de potencia a partir del equivalente
Thévenin','Simulación Ansys','Densidad de potencia máxima')

```

## Bibliografía

- Ahmadi, M. H., Ghazvini, M., Nazari, M. A., Ahmadi, M. A., Pourfayaz, F., Lorenzini, G., & Ming, T. (2019). Renewable energy harvesting with the application of nanotechnology: A review. *International Journal of Energy Research*, 43(4), 1387–1410. <https://doi.org/10.1002/er.4282>
- Alghisi, D., Ferrari, V., Ferrari, M., Crescini, D., Touati, F., & Mnaouer, A. B. (2017). Single- and multi-source battery-less power management circuits for piezoelectric energy harvesting systems. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 264, 234–246. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2017.07.027>
- Aloulou, R., Lucas De Peslouan, P. O., Mnif, H., Alicalapa, F., Lan Sun Luk, J. D., & Loulou, M. (2016). A power management system for energy harvesting and wireless sensor networks application based on a novel charge pump circuit. *International Journal of Electronics*, 103(5), 841–852. <https://doi.org/10.1080/00207217.2015.1072848>
- Anjum, M. U., Fida, A., Ahmad, I., & Iftikhar, A. (2018). A broadband electromagnetic type energy harvester for smart sensor devices in biomedical applications. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 277, 52–59. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2018.05.001>
- Bai, Y., Jantunen, H., & Juuti, J. (2018). Energy harvesting research: The road from single source to multisource. *Advanced Materials*, 30(34), 1–41. <https://doi.org/10.1002/adma.201707271>
- Barroca, N., Saraiva, H. M., Gouveia, P. T., Tavares, J., Borges, L. M., Velez, F. J., Loss, C., Salvado, R., Pinho, P., Gonçalves, R., Borgescarvalho, N., Chavéz-Santiago, R., & Balasingham, I. (2013). Antennas and circuits for ambient RF energy harvesting in wireless body area networks. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, 532–537. <https://doi.org/10.1109/PIMRC.2013.6666194>
- Batarseh, I., & Harb, A. (2017). Power Electronics: Circuit analysis and design. En *Power Electronics: Circuit Analysis and Design*. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-68366-9>

- Bizon, N., Tabatabaei, N. M., Blaabjerg, F., & Kurt, E. (2017). *Energy Harvesting and Energy Efficiency: Technology, Methods, and Applications*.  
<https://doi.org/10.1007/978-3-319-49875-1>
- Caliò, R., Rongala, U. B., Camboni, D., Milazzo, M., Stefanini, C., de Petris, G., & Oddo, C. M. (2014). Piezoelectric energy harvesting solutions. *Sensors (Switzerland)*, *14*(3), 4755–4790. <https://doi.org/10.3390/s140304755>
- Camilo, C., & Restrepo, A. (2015). *Orígenes de las Leyes de conservación como un principio unificador de las Ciencias Naturales. El caso de la invarianza de la energía en la física*.
- Can, A., Leclercq, L., Lelong, J., & Botteldooren, D. (2010). Traffic noise spectrum analysis: Dynamic modeling vs. experimental observations. *Applied Acoustics*, *71*(8), 764–770. <https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2010.04.002>
- Cansiz, M., Altinel, D., & Kurt, G. K. (2019). Efficiency in RF energy harvesting systems: A comprehensive review. *Energy*, *174*, 292–309.  
<https://doi.org/10.1016/j.energy.2019.02.100>
- Chapman, S. J. (2014). *Máquinas eléctricas*.
- Chew, Z. J., & Zhu, M. (2015). Low power adaptive power management with energy aware interface for wireless sensor nodes powered using piezoelectric energy harvesting. *2015 IEEE SENSORS - Proceedings*, 2–5.  
<https://doi.org/10.1109/ICSENS.2015.7370663>
- Daniels, A., Zhu, M., & Tiwari, A. (2013). Evaluation of piezoelectric material properties for a higher power output from energy harvesters with insight into material selection using a coupled piezoelectric-circuit-finite element method. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, *60*(12), 2626–2633.  
<https://doi.org/10.1109/TUFFC.2013.2861>
- Díez, P. L., Gabilondo, I., Alarcón, E., & Moll, F. (2018). A Comprehensive Method to Taxonomize Mechanical Energy Harvesting Technologies. *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2018-May*.  
<https://doi.org/10.1109/ISCAS.2018.8350907>
- Edy Susanto, M. (2019). Energy Harvesting Systems: Principles, Modeling and Applications. En *Journal of Chemical Information and Modeling* (Vol. 53, Número 9).  
<https://doi.org/10.1017/CBO9781107415324.004>

- Erturk, A., & Inman, D. J. (2011). Piezoelectric Energy Harvesting. En *Piezoelectric Energy Harvesting*. <https://doi.org/10.1002/9781119991151>
- Fraden, J. (2016). Handbook of Modern Sensors. En *Handbook of Modern Sensors*. <https://doi.org/10.1007/978-3-319-19303-8>
- Gautschi, G., 2012. *Piezoelectric Sensorics*. Springer.
- Gaynor, M., & Waterman, J. (2016). Design framework for sensors and RFID tags with healthcare applications. *Health Policy and Technology*, 5(4), 357–369. <https://doi.org/10.1016/j.hlpt.2016.07.007>
- Harrop, P., & Das, R. (2009). Energy Harvesting and Storage for Electronic Devices 2009-2019. *IDTechEx*. <https://www.idtechex.com/en/research-report/energy-harvesting-and-storage-for-electronic-devices-2009-2019/217>
- Hawkes, R. L., Iqbal, J., Mansour, F., Milner-Bolotin, M., & Williams, P. J. (2019). *Physics for scientists and engineers: an interactive approach*. Nelson.
- Hehn, T., & Manoli, Y. (2015). *CMOS Circuits for Piezoelectric Energy Harvesters* (Vol. 38). <https://doi.org/10.1007/978-94-017-9288-2>
- Heywang, W., Lubitz, K., & Wersing, W. (Eds.). (2008). *Piezoelectricity: evolution and future of a technology* (Vol. 114). Springer Science & Business Media.
- Jamadar, V., Pingle, P., & Kanase, S. (2017). Possibility of harvesting Vibration energy from power producing devices: A review. *International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques, ICACDOT 2016*, 496–503. <https://doi.org/10.1109/ICACDOT.2016.7877635>
- Janek, J., & Zeier, W. G. (2016). A solid future for battery development. *Nature Energy*, 1(9), 1–4. <https://doi.org/10.1038/nenergy.2016.141>
- Karami, N., Moubayed, N., & Outbib, R. (2017). General review and classification of different MPPT Techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 68(July 2016), 1–18. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.132>
- Kazimierczuk, M. K. (2016). *Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters*.
- Khan, F. U., & Qadir, M. U. (2016). State-of-the-art in vibration-based electrostatic energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 26(10), 103001. <https://doi.org/10.1088/0960-1317/26/10/103001>
- Kinsler, L. E., Frey, A. R., & Mayer, W. G. (1963). Fundamentals of Acoustics. *Physics Today*, 16(8), 56–57. <https://doi.org/10.1063/1.3051072>
- Larsen, O. N., & Wahlberg, M. (2017). Sound and sound sources. *Comparative*

*bioacoustics: An overview*, 3-60.

- Liu, H., Zhong, J., Lee, C., Lee, S. W., & Lin, L. (2018). A comprehensive review on piezoelectric energy harvesting technology: Materials, mechanisms, and applications. *Applied Physics Reviews*, 5(4). <https://doi.org/10.1063/1.5074184>
- Luo, F. L., & Ye, H. (2018). Power electronics: Advanced conversion technologies, second edition. En *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies, Second Edition*. <https://doi.org/10.1201/9781315186276>
- Luo, X., Wang, J., Dooner, M., & Clarke, J. (2015). Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation. *Applied Energy*, 137, 511–536. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.09.081>
- Mohanty, A., Parida, S., Behera, R. K., & Roy, T. (2019). Vibration energy harvesting: A review. *Journal of Advanced Dielectrics*, 9(4). <https://doi.org/10.1142/S2010135X19300019>
- Mohapatra, A., Nayak, B., Das, P., & Mohanty, K. B. (2017). A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80(February), 854–867. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.083>
- Newnham, R. E. (1992). Piezoelectric sensors and actuators: smart materials. En *Proceedings of the Annual Frequency Control Symposium*. <https://doi.org/10.1109/freq.1992.269973>
- Nikolaev, V. A., Sieler, J., Nikolaev, V. V., Rodina, L. L., & Schulze, B. (2001). O-alkylation of amide carbonyl group with Diazo compounds: A new way for functionalizing saccharin and its analogs. En *Russian Journal of Organic Chemistry* (Vol. 37, Número 8). <https://doi.org/10.1023/A:1013117120223>
- Noh, S., Lee, H., & Choi, B. (2013). A study on the acoustic energy harvesting with Helmholtz resonator and piezoelectric cantilevers. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, 14(9), 1629–1635. <https://doi.org/10.1007/s12541-013-0220-x>
- Noticias ONU. (2018). *Las ciudades seguirán creciendo, sobre todo en los países en desarrollo*. ONU DAES Naciones Unidas Departamento de Asuntos Económicos y Sociales. <https://www.un.org/development/desa/es/news/population/2018-world->

- urbanization-prospects.html
- Obidike, I., Nwabueze, C., Onwuzuruike, K., & Onuzulike, C. V. (2019). *Energy Harvester: Alternative Source for Powering Electronic Devices*. March, 53–57.
- Ogunniyi, E. O., & Pienaar, H. C. V. Z. (2017). Overview of battery energy storage system advancement for renewable (photovoltaic) energy applications. *Proceedings of the 25th Conference on the Domestic Use of Energy, DUE 2017, April*, 233–239. <https://doi.org/10.23919/DUE.2017.7931849>
- Pillai, M. A., & Ezhilarasi, D. (2016). Improved Acoustic Energy Harvester Using Tapered Neck Helmholtz Resonator and Piezoelectric Cantilever Undergoing Concurrent Bending and Twisting. *Procedia Engineering*, 144, 674–681. <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2016.05.065>
- Prauzek, M., Konecny, J., Borova, M., Janosova, K., Hlavica, J., & Musilek, P. (2018). Energy harvesting sources, storage devices and system topologies for environmental wireless sensor networks: A review. *Sensors (Switzerland)*, 18(8). <https://doi.org/10.3390/s18082446>
- Rossell Turull; Ivana; Soler Rocasalbas; Sergi; Vila Deutschbein. (2005). *Resonadores de helmholtz de boca rectangular y cuello de longitud pequeña*. 1–7. [http://www.sea-acustica.es/fileadmin/publicaciones/Terrassa05\\_AFS004.pdf](http://www.sea-acustica.es/fileadmin/publicaciones/Terrassa05_AFS004.pdf)
- Ruido - Secretaria Distrital de Ambiente. (2014). <http://ambientebogota.gov.co/ruido>
- Rupitsch, S. J. (2018). *Piezoelectric Sensors and Actuators*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Heidelberg.
- Sarker, M. R., Julai, S., Sabri, M. F. M., Said, S. M., Islam, M. M., & Tahir, M. (2019). Review of piezoelectric energy harvesting system and application of optimization techniques to enhance the performance of the harvesting system. En *Sensors and Actuators, A: Physical* (Vol. 300). Elsevier B.V. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2019.111634>
- Serhan, H. A., & Ahmed, E. M. (2018). Effect of the different charging techniques on battery life-time: Review. *Proceedings of 2018 International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering, ITCE 2018, 2018-March*, 421–426. <https://doi.org/10.1109/ITCE.2018.8316661>
- Shaikh, F. K., & Zeadally, S. (2016). Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 55, 1041–1054. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.010>

- Shu, Y. C., & Lien, I. C. (2006). Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems. *Smart Materials and Structures*, 15(6), 1499–1512. <https://doi.org/10.1088/0964-1726/15/6/001>
- Simpson, C. (2011). *Linear and Switching Voltage Regulator Fundamental part 1*. 31. <http://www.ti.com/lit/an/snva559/snva559.pdf>
- Spv, T. (2018). *Ultralow power energy harvester and battery charger VFQFPN 3 x 3 x 1 mm 20L Die form*. May, 1–36.
- Tichý, J., Erhart, J., Kittinger, E., & Privratska, J. (2010). *Fundamentals of piezoelectric sensorics: mechanical, dielectric, and thermodynamical properties of piezoelectric materials*. Springer Science & Business Media.
- Tran, L. G., Cha, H. K., & Park, W. T. (2017). RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications. *Micro and Nano Systems Letters*, 5(1). <https://doi.org/10.1186/s40486-017-0051-0>
- Turkmen, A. C., & Celik, C. (2018). Energy harvesting with the piezoelectric material integrated shoe. *Energy*, 150, 556–564. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.12.159>
- Wang, Y., Zhu, X., Zhang, T., Bano, S., Pan, H., Qi, L., Zhang, Z., & Yuan, Y. (2018). A renewable low-frequency acoustic energy harvesting noise barrier for high-speed railways using a Helmholtz resonator and a PVDF film. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.08.080>
- Wang, Z. L. (2017). On Maxwell's displacement current for energy and sensors: the origin of nanogenerators. *Materials Today*, 20(2), 74–82. <https://doi.org/10.1016/j.mattod.2016.12.001>
- Wei, C., & Jing, X. (2017). A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 74(January), 1–18. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.073>
- Wei, H., Wang, H., Xia, Y., Cui, D., Shi, Y., Dong, M., Liu, C., Ding, T., Zhang, J., Ma, Y., Wang, N., Wang, Z., Sun, Y., Wei, R., & Guo, Z. (2018). An overview of lead-free piezoelectric materials and devices. *Journal of Materials Chemistry C*, 6(46), 12446–12467. <https://doi.org/10.1039/c8tc04515a>
- Yang, J. (2005). *An introduction to the theory of piezoelectricity* (Vol. 9). New York: Springer.
- Yu, H., & Wu, H. (2017). Design of power management ASIC for piezoelectric energy



- harvester. *Proceedings of IEEE Sensors*, 5–7.  
<https://doi.org/10.1109/ICSENS.2016.7808750>
- Yuan, M., Cao, Z., Luo, J., & Chou, X. (2019). Recent developments of acoustic energy harvesting: A review. *Micromachines*, 10(1). <https://doi.org/10.3390/mi10010048>
- Yunda, J. (2018). *Bogotá es una de las ciudades con más densidad poblacional del mundo*. El Tiempo. <https://www.eltiempo.com/bogota/bogota-es-una-de-las-ciudades-con-mas-densidad-poblacional-del-mundo-240412>
- Zakeri, B., & Syri, S. (2015). Electrical energy storage systems: A comparative life cycle cost analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 42, 569–596.  
<https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.10.011>
- Zhou, M., Al-Furjan, M. S. H., Zou, J., & Liu, W. (2018). A review on heat and mechanical energy harvesting from human – Principles, prototypes and perspectives. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82(October 2016), 3582–3609.  
<https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.10.102>