

**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN  
CANARIA**

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CAPTACIÓN DE  
ENERGÍA RESIDUAL BASADO EN EL  
ACONDICIONADOR EH300 DE LA EMPRESA  
ADVANCED LINEAR DEVICES**

**Titulación:** Ingeniero Técnico de Telecomunicación,  
especialidad en Sistemas Electrónicos.  
**Autor:** Elisa Elías González.  
**Tutores:** Dr. Francisco Javier del Pino Suárez.  
D. Juan Manuel Sosa Navarro.  
**Fecha:** Marzo 2010.

**UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN  
CANARIA**

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CAPTACIÓN DE  
ENERGÍA RESIDUAL BASADO EN EL  
ACONDICIONADOR EH300 DE LA EMPRESA  
ADVANCED LINEAR DEVICES**

Presidente:

Secretario:

Vocal:

Tutores:

Autor:

**NOTA:**

**Titulación:** Ingeniero Técnico de Telecomunicación,  
especialidad en Sistemas Electrónicos.

**Autor:** Elisa Elías González.

**Tutores:** Dr. Francisco Javier del Pino Suárez.  
D. Juan Manuel Sosa Navarro.

**Fecha:** Marzo 2010.

---

# ÍNDICE

---

## Capítulo 1

Introducción .....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Tipos de energía y formas de captación .....	4
1.2.1 Tecnologías utilizadas según el tipo de energía.....	6
1.2.1.1 Energía solar.....	6
1.2.1.2 Energía mecánica .....	8
1.2.1.3 Energía eólica .....	11
1.2.1.4 Energía termoeléctrica .....	13
1.2.1.5 Energía sonora .....	15
1.3 Objetivo .....	19
1.4 Estructura de la memoria.....	19
1.5 Peticionario.....	21

## Capítulo 2

Estado del arte.....	23
2.1 Introducción.....	23
2.2 Sistema <i>Energy Harvesting</i> utilizando un resonador electromecánico de Helmholtz .....	24

2.3	Sistema de revestimiento electroacústico, autoalimentado e inalámbrico	33
2.3.1	Bloque de ajuste de impedancia	35
2.3.2	Bloque Energy Harvesting	37
2.3.3	Bloque de comunicación inalámbrica e integración del sistema	39
2.3.4	Conclusiones finales	42
Capítulo 3		
	Descripción de la propuesta	47
3.1	Introducción	47
3.2	Bases de funcionamiento	48
Capítulo 4		
	El módulo de almacenamiento EH300	51
4.1	Introducción	51
4.2	Módulo EH300	52
4.3	Descripción general	52
4.4	Módulos	54
4.5	Especificaciones	55
4.6	Descripción del funcionamiento del EH300/301	57
4.7	Especificaciones mecánicas y del medio	59

4.8 Análisis del dispositivo EH300 en el laboratorio.....61

4.9 Estudio de los resultados obtenidos .....71

Capítulo 5

El transductor electroacústico .....97

5.1 Introducción .....97

5.2 El altavoz como transductor electroacústico.....99

5.2.1 Respuesta en frecuencia del altavoz..... 101

5.2.2 Potencia del altavoz..... 102

5.2.3 Impedancia del altavoz ..... 103

5.2.4 Sensibilidad del altavoz..... 104

5.3 Análisis de funcionamiento del altavoz en el laboratorio..... 105

5.4 Resultados ..... 106

Capítulo 6

El convertor AC/AC..... 115

6.1 Introducción..... 115

6.2 El transformador ..... 117

6.2.1 Introducción ..... 117

6.2.2 Principios de funcionamiento del transformador..... 119

6.2.3 Estudio de los flujos en un transformador ..... 120

6.2.4	Coeficientes de acoplamiento de un transformador .....	122
6.2.5	Coeficientes de inducción mutua y autoinducción del transformador ... .....	122
6.2.6	Ecuaciones generales del transformador.....	123
6.2.7	El transformador ideal .....	127
6.2.8	<i>El transformador real</i> .....	129
6.2.9	Circuito equivalente de un transformador real .....	133
6.2.10	Circuitos aproximados .....	135
6.3	Estudio del transformador en el laboratorio .....	137
6.4	Resultados.....	138

## Capítulo 7

El conversor AC/DC .....	143	
7.1	Introducción .....	143
7.2	Circuitos multiplicadores de voltaje .....	145
7.2.1	Doblador de voltaje.....	146
7.2.2	Triplicador y cuadruplicador de voltaje.....	150
7.3	Análisis del funcionamiento del multiplicador en el laboratorio y resultados .....	152

## Capítulo 8

---

Estudio final .....	167
8.1    Introducción.....	167
8.2    Estudio final en el laboratorio.....	170
8.3    Análisis de resultados.....	171
8.4    Conclusiones.....	172
8.5    Ejemplo de aplicación.....	174
8.6    Líneas futuras.....	177
Presupuesto .....	183
9.1    Baremos utilizados .....	183
9.2    Cálculo del presupuesto .....	185
9.2.1    Costes debidos a recursos humanos .....	185
9.2.2    Costes de ingeniería .....	185
9.2.3    Costes de amortización de los equipos informáticos y herramientas software utilizadas. ....	187
9.2.4    Costes de medidas .....	188
9.2.5    Otros costes.....	189
9.3    Presupuesto total.....	190
Referencias .....	193



# ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.1</b>	Mejora desde 1990 de diversos aspectos de los ordenadores portátiles (en escala logarítmica).....	5
<b>Figura 1.2</b>	Célula fotovoltaica.....	7
<b>Figura 1.3</b>	Fotografía de un generador solenoidal inercial. La masa magnética al desplazarse a través de la bobina genera una intensidad de corriente en ella. ....	9
<b>Figura 1.4</b>	Material piezoeléctricos colocado en el calzado. ....	10
<b>Figura 1.5</b>	Parque eólico. ....	12
<b>Figura 1.6</b>	Granja eólica marina o offshore. ....	12
<b>Figura 1.7</b>	Farola con sistema de alimentación híbrido. ....	13
<b>Figura 1.8</b>	Diagrama de la sección del reloj <i>Seiko Thermic</i> y detalle del array de módulos termoeléctricos que incorpora [4]. ....	14
<b>Figura 1.9</b>	Índice de ruido en la turbina de un avión. ....	17
<b>Figura 2.1</b>	Esquema de un sistema de revestimiento activo autoalimentado.....	25
<b>Figura 2.2</b>	Esquema básico del EMHR. ....	26
<b>Figura 2.3</b>	Modelo eléctrico del EMHR conectado y su posible conexión a una serie de cargas pasivas o a un convertor de <i>Energy Harvesting</i> . ....	27
<b>Figura 2.4</b>	Circuito equivalente de la conexión de un EMHR con un convertor de carga directa. ....	29

<b>Figura 2.5</b>	Circuito equivalente de la conexión del EMHR conectado a un convertidor <i>flyback</i> después de un rectificador.....	31
<b>Figura 2.6</b>	Sistema de revestimiento activo con un transmisor externo y bloques de ajuste de impedancia, <i>Energy Harvesting</i> y comunicación.....	34
<b>Figura 2.7</b>	Modelo de elementos concentrados del EMHR. ....	35
<b>Figura 2.8</b>	<i>Array</i> de <i>switches</i> dentro del bloque de ajuste de impedancias utilizado solamente para cargar puramente resistivas. ....	36
<b>Figura 2.9</b>	Diagrama del flujo de potencia dentro del bloque <i>Energy Harvesting</i> . ....	38
<b>Figura 2.10</b>	Esquema detallado de la circuitería dentro del bloque <i>Energy Harvesting</i> . .....	38
<b>Figura 2.11</b>	Diagrama de bloques detallado del sistema de revestimiento activo integrado con tres cargas diferentes L1, L2 y L3. ....	40
<b>Figura 2.12</b>	Esquema del transmisor externo. ....	41
<b>Figura 2.13</b>	Esquema de los circuitos el receptor utilizando el bloque de comunicación. .....	42
<b>Figura 2.14</b>	Medida de la FRF (tensión de salida frente a presión de entrada acústica) del EMHR dentro del bloque <i>Energy Harvesting</i> .....	43
<b>Figura 2.15</b>	Potencia de salida frente a la resistencia del EMHR viendo una resistencia óptima de 20K $\Omega$ .....	44
<b>Figura 3.1</b>	Esquema básico de funcionamiento. ....	49
<b>Figura 3.2</b>	Esquema definido.....	50
<b>Figura 4.1</b>	Esquema de funcionamiento del EH300.....	58

<b>Figura 4.2</b>	Vista superior de la distribución de los pines en el EH300. ....	60
<b>Figura 4.3</b>	Dimensiones del módulo EH300. ....	60
<b>Figura 4.4</b>	Conectores Apilados IEEE-448 (Wiki).....	62
<b>Figura 4.5</b>	Panel frontal VI .....	63
<b>Figura 4.6</b>	Comunicación mediante GPIB. ....	65
<b>Figura 4.7</b>	Lectura del multímetro y detección del valor 3,6V. ....	65
<b>Figura 4.8</b>	Lectura de los tiempos de ejecución. ....	66
<b>Figura 4.9</b>	Representación gráfica de los valores leídos. ....	67
<b>Figura 4.10</b>	Secuencia 0. ....	69
<b>Figura 4.11</b>	Secuencia 1. ....	70
<b>Figura 4.12</b>	Secuencia 2. ....	71
<b>Figura 4.13</b>	Respuesta para entrada senoidal de 5Vp. ....	73
<b>Figura 4.14</b>	Respuesta para entrada senoidal de 4Vp. ....	74
<b>Figura 4.15</b>	Respuesta para entrada senoidal de 3Vp. ....	75
<b>Figura 4.16</b>	Respuesta para entrada senoidal de 2,5Vp.....	76
<b>Figura 4.17</b>	Respuesta para entrada senoidal de 2,3Vp.....	77
<b>Figura 4.18</b>	Respuesta para entrada cuadrada de 5Vp.....	78
<b>Figura 4.19</b>	Respuesta para entrada cuadrada de 4Vp.....	79
<b>Figura 4.20</b>	Respuesta para entrada cuadrada de 3Vp.....	80
<b>Figura 4.21</b>	Respuesta para entrada cuadrada de 2,3Vp.....	81
<b>Figura 4.22</b>	Respuesta para entrada en rampa de 5Vp.....	82

<b>Figura 4.23</b>	Respuesta para entrada en rampa de 3Vp. ....	83
<b>Figura 4.24</b>	Respuesta para entrada en rampa de 2,5Vp. ....	84
<b>Figura 4.25</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 10%. ....	85
<b>Figura 4.26</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 50%. ....	86
<b>Figura 4.27</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 75%. ....	86
<b>Figura 4.28</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 10%. ....	87
<b>Figura 4.29</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 50%. ....	88
<b>Figura 4.30</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 75%. ....	88
<b>Figura 4.31</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 10%. ....	89
<b>Figura 4.32</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 50%. ....	90
<b>Figura 4.33</b>	Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 75%. ....	90
<b>Figura 4.34</b>	Respuesta para entradas generadas con ruido aleatorio de amplitud de 7 a 10Vpp. ....	91

<b>Figura 5.1</b>	Esquema de bloques del sistema.....	98
<b>Figura 5.2</b>	Micrófono dinámico o de bobina móvil. ....	100
<b>Figura 5.3</b>	Esquema que representa las condiciones de trabajo. ....	106
<b>Figura 5.4</b>	Conjunto de FFT realizadas para tonos generados con señales senoidales. .....	109
<b>Figura 5.5</b>	Conjunto de FFT realizadas para tonos generados con señales cuadradas. .....	111
<b>Figura 6.1</b>	Diagrama de bloques del sistema. ....	116
<b>Figura 6.2</b>	Esquema del transformador. ....	118
<b>Figura 6.3</b>	Circuito magnético formado por placas magnéticas y rodeado por bobinas. .....	119
<b>Figura 6.4</b>	Modelo de transformador con 2 arrollamientos. ....	121
<b>Figura 6.5</b>	Ejemplo de transformador para las ecuaciones generales ....	124
<b>Figura 6.6</b>	Forma de onda de la corriente de vacío. ....	132
<b>Figura 6.7</b>	Esquema del circuito equivalente del transformador real. ....	135
<b>Figura 6.8</b>	Circuito equivalente del transformador real en el lado primario. ....	136
<b>Figura 6.9</b>	Circuito equivalente del transformador real en el lado secundario.....	136
<b>Figura 7.1</b>	Diagrama de bloques del sistema. ....	144
<b>Figura 7.2</b>	Esquema del sistema multiplicador de tensión.....	146
<b>Figura 7.3</b>	Doblador de tensión de media onda.....	147
<b>Figura 7.4</b>	Ciclo de operación con medio ciclo positivo. ....	147

<b>Figura 7.5</b>	Ciclo de operación con medio ciclo negativo. ....	147
<b>Figura 7.6</b>	Doblador de tensión de onda completa.....	148
<b>Figura 7.7</b>	Operación con medio ciclo de operación positivo para el doblador de onda completa.....	149
<b>Figura 7.8</b>	Operación con medio ciclo de operación negativo para el doblador de onda completa.....	149
<b>Figura 7.9</b>	Triplicador y cuádruplicador de voltaje.....	151
<b>Figura 7.10</b>	Esquema de simulación.....	153
<b>Figura 7.11</b>	Resultado de la simulación.....	154
<b>Figura 7.12</b>	Proceso de carga del dispositivo EH300.....	159
<b>Figura 7.13</b>	Esquema del multiplicador con referencias modificadas.....	160
<b>Figura 7.14</b>	Imagen resultante del la simulación del multiplicador con las referencias cambiadas. ....	161
<b>Figura 7.15</b>	Zoom aplicado al resultado de la simulación. ....	161
<b>Figura 8.1</b>	Diagrama de bloques del sistema implementado.....	168
<b>Figura 8.2</b>	Primera configuración, salida un nivel de tensión continua. ....	169
<b>Figura 8.3</b>	Segunda configuración, la salida es una señal senoidal con un nivel de offset. ....	169
<b>Figura 8.4</b>	Esquema del estudio final.....	170
<b>Figura 8.5</b>	Valor efectivo de la señal de salida del multiplicador para ambas configuraciones. ....	173

<b>Figura 8.6</b>	Esquema de una aplicación real. ....	175
<b>Figura 8.7</b>	Transformadores para PCB. ....	180
<b>Figura 8.8</b>	Transformador miniaturizado. ....	180
<b>Figura 8.9</b>	Esquema del conversor AC/DC.....	181
<b>Figura 8.10</b>	Rectificador de onda completa a partir de transistores CMOS. ....	182



# ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1.1</b>	Referencia de niveles de ruido.....	16
<b>Tabla 1.2</b>	Índice de colores referentes al umbral del sonido. ....	17
<b>Tabla 1.3</b>	Potencia eléctrica a partir de las diferentes fuentes de captación. ....	18
<b>Tabla 4.1</b>	Módulos de la serie EH300/301 .....	54
<b>Tabla 4.2</b>	Valores de tensión para los cuales el dispositivo no activa su salida .....	92
<b>Tabla 4.3</b>	Tiempos de activación para entradas continuas.....	92
<b>Tabla 4.4</b>	Tiempos de activación del EH300 para señales de entrada senoidales con un nivel de offset.....	93
<b>Tabla 4.5</b>	Comparativa de tiempos de activación en función de la señal de entrada.	94
<b>Tabla 5.1</b>	Caracterización de la frecuencia de trabajo usando señales senoidales.	107
<b>Tabla 5.2</b>	Caracterización de la frecuencia de trabajo usando señales cuadradas.	110
<b>Tabla 6.1</b>	Relación de transformación para frecuencias fijas de 450 Hz. ....	139
<b>Tabla 6.2</b>	Relación de transformación para frecuencias fijas de 380 Hz. ....	140
<b>Tabla 7.1</b>	Resultados de las simulaciones. ....	156
<b>Tabla 7.2</b>	Medidas realizadas en el multiplicador.....	158
<b>Tabla 7.3</b>	Resultado de las simulaciones para el circuito multiplicador con las referencias modificadas. ....	163
<b>Tabla 7.4</b>	Resultados obtenidos de las medidas realizadas en el multiplicador con las referencias cambiadas. ....	165

<b>Tabla 8.1</b>	Resultados finales. ....	172
<b>Tabla 8.2</b>	Tabla de consumo del sistema. ....	176
<b>Tabla 8.3</b>	Niveles sonoros en el Campus Universitario de Tafira.....	177
<b>Tabla 8.4</b>	Posibles micrófonos utilizables .....	179
<b>Tabla 9.1</b>	Coeficientes reductores.....	184
<b>Tabla 9.2</b>	Coste debido a recursos humanos. ....	185
<b>Tabla 9.3</b>	Tiempo empleado.....	186
<b>Tabla 9.4</b>	Costes debidos a la utilización de herramientas software.....	187
<b>Tabla 9.5</b>	Costes debidos a la utilización de equipos informáticos. ....	188
<b>Tabla 9.6</b>	Costes de medida.....	189
<b>Tabla 9.7</b>	Otros costes .....	190
<b>Tabla 9.8</b>	Presupuesto total.....	190

# Acrónimos

---

**RFID** – IDentificación por RadioFrecuencia (*Radio Frequency IDentification*)

**SPL** – Nivel de Presión Sonora (*Sound Pressure Level*)

**PFC** – Proyecto Fin de Carrera

**EMHR** – Resonador Electromecánico de Helmholtz (*ElectroMechanical Helmholtz Resonator*)

**PWM** – Modulación por ancho de pulso (*Pulse-Width Modulation*)

**ICS** – Señal de Control de Impedancia (*Impedance Control Signal*)

**PZT** – Piezoeléctrico de compuesto cerámico (*Piezoelectric Ceramic Composit*)

**WSN** – Red de sensores inalámbrica (*Wireless Sensor Network*)

**VI** – Instrumento Virtual

**GPIB** – Bus de Instrumentación de Propósito General (*General-Purpose Instrumentation Bus*)

**IEEE** – Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)

**FFT** – Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*)

**FMM** – Fuerza MagnetoMotriz

**FCMM** – Fuerza ContraMagnetoMotriz



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Introducción

La historia del *Energy Harvesting* se remonta a la época de los molinos de viento y a la rueda hidráulica. Durante muchas décadas se ha buscado una manera de almacenar la energía de las vibraciones y el calor. La fuerza impulsora en la búsqueda de nuevos dispositivos de captación de energía, es el deseo de conseguir redes de sensores y dispositivos móviles autónomos, es decir, sin necesidad de baterías para su correcto

funcionamiento. El *Energy Harvesting* también está motivado por un deseo de abordar la cuestión del cambio climático y el calentamiento global.

Se denomina *Energy Harvesting*, al proceso de captura de cantidades ínfimas de energía a partir de una o más fuentes naturales, su acumulación y almacenamiento para un determinado uso posterior. Los dispositivos de *Energy Harvesting* capturan, acumulan, almacenan, acondicionan y administran de forma eficiente y efectiva esta energía, y la suministran de forma que pueda ser utilizada para realizar una tarea útil. Del mismo modo, un módulo *Energy Harvesting*, es un dispositivo electrónico que puede realizar todas estas funciones para activar una variedad de sensores y circuitos de control usados en aplicaciones de servicio intermitente.

En la actualidad las redes inalámbricas de sensores autónomos se están convirtiendo, cada vez más, en una solución muy atractiva para una gran variedad de aplicaciones. Los sensores pueden suministrar información en tiempo real y de forma instantánea desde lugares remotos, incluso en los ambientes más hostiles, como los que se incorporan en el interior de materiales para la construcción. Pero una de sus limitaciones tiende a cancelar el resto de ventajas: cómo conseguir alimentar los dispositivos. Para aplicaciones de bajo consumo y de uso periódico, las baterías pueden ser una buena solución, pero necesitan recargarse continuamente, además, su mantenimiento es muy elevado ya que implica la sustitución por otras una vez superado su ciclo de vida.

El uso de baterías es posible y efectivo en aplicaciones que implican un refresco de datos no necesariamente continuo, como el registro y captación de temperatura y humedad ambiental, en las que las variaciones son lentas. Pero ello no quiere decir que no haya lugar para un sistema de captación de energía, *Energy Harvesting*, capaz de mejorar la autonomía del sistema, o mejorar sus prestaciones (reducción del tamaño y cantidad de baterías necesarias, etc.). Además, viendo el ejemplo de la monitorización de sistemas de seguridad, la posibilidad de que mueran las baterías sin previo aviso, excluye su uso. Existen otras muchas aplicaciones en las cuales el uso de baterías no es práctico, como los entornos corrosivos, de altas temperaturas, etc. Es en estos puntos en los que las técnicas de absorción de energía pueden colaborar más con los sistemas actuales o incluso sustituirlos. Los avances en el ámbito de *Energy Harvesting*, hacen pensar que se ha encontrado una respuesta a cómo alimentar estos sistemas directamente desde la energía hallada en el medio. La combinación de métodos de absorción de energía, junto con una gestión inteligente de la energía incluida en las especificaciones de las redes y sus protocolos, expandirá el potencial de mercado de estas aplicaciones. Serán posibles redes inalámbricas libres de mantenimiento, y se mejorará la eficiencia y el tiempo de entrega de la información. Para poder realizar esta misión mediante la extracción de energía del entorno y convertirla en energía eléctrica, se deben implementar sistemas eficientes de absorción y transformación de la energía. La luz solar, el calor y la energía mecánica son las manifestaciones más claras y abundantes de energía aprovechable. Los rápidos avances en la mejora de los dispositivos piezoeléctricos hacen que se consigan muy buenos resultados. Pero, para extraer suficiente energía de estos sensores, deben someterse de forma continuada a fuerzas externas.

## 1.2 Tipos de energía y formas de captación

Las baterías fueron la principal fuente de energía desde su invención, en 1799, por Alessandro Volta, hasta que se empezaron a cablear las ciudades a finales del siglo XIX. A partir de ese momento, las baterías fueron relegadas a aplicaciones móviles. En un principio, estas baterías eran enormes, debido a que no eran muy eficientes en la acumulación de energía, además, la electrónica de la época tenía consumos elevados. A medida que los dispositivos electrónicos fueron disminuyendo en tamaño y requiriendo menos potencia, las baterías también fueron disminuyendo su volumen, y, unido a los avances en la tecnología de acumulación de energía, hizo posible la aparición de la multitud de aplicaciones móviles en la que nos hayamos inmersos. El bajo coste de las baterías más económicas facilitó en gran medida esta expansión de la movilidad, pero a su vez, establecieron un tope de penetración en el mercado, marcado por sus propias limitaciones. Del mismo modo, la idea de ubicar cada vez más sensores y en los lugares más insospechados fue cuajando. Asimismo, aumentaba la capacidad de cómputo de los sistemas, con lo que el procesado de datos iba a ser cada vez mayor y más rápido, permitiendo la instalación de más sensores que proporcionarían esa información, volviendo a cerrar el círculo. Pero esta idea iba acompañada del inconveniente de disponer energía para todos ellos. La acumulación de energía se ha mejorado, pero no a la velocidad que aumenta la capacidad de procesado de información o su almacenaje. La Figura 1.1, muestra la mejora de diversos aspectos de los ordenadores portátiles, una de las principales tecnologías móviles [1]. Como se aprecia, la energía acumulada en las baterías es el factor que menos se incrementa. A pesar de los grandes avances en este campo gracias al descubrimiento de nuevos materiales, la densidad de energía acumulada no aumenta exponencialmente con el resto de elementos.

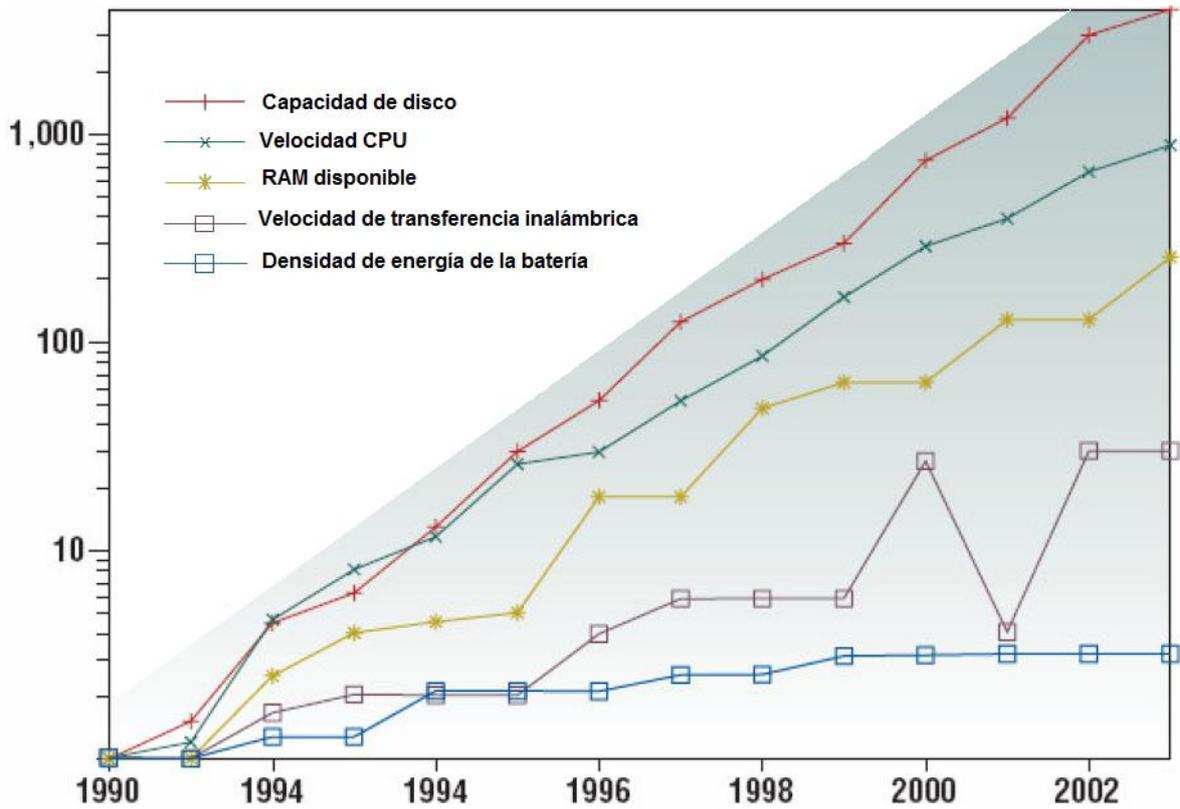


Figura 1.1 Mejora desde 1990 de diversos aspectos de los ordenadores portátiles (en escala logarítmica).

Para superar este problema se requiere otro enfoque, buscar otras fuentes de energía. Algunas tendencias se han decantado por la fabricación de microcélulas de combustible, algunas tan pequeñas que se podrán incorporar en un circuito integrado junto al sensor.

Otras tendencias, apuestan por explotar energías renovables disponibles en el entorno más inmediato del dispositivo. Desde hace tiempo se convierte la energía calorífica, lumínica o de las vibraciones ocasionadas por el movimiento, en electricidad. Pero la novedad es su aplicación en el campo de la electrónica de baja potencia y de redes móviles. Algunas de estas tecnologías ya llevan muchos años de investigación y

desarrollo, como por ejemplo, la energía solar. En cambio, otras están prácticamente en el punto de partida. Las ventajas del *Energy Harvesting* es que elimina o reduce la necesidad de baterías, alarga la vida del servicio, aligera los sistemas y los hace más económicos. También, permite la mejora de los servicios RFID (del inglés *Radio Frequency IDentification*) que tanta importancia están teniendo en la actualidad. A continuación, se listan algunos de los conjuntos de técnicas más utilizados en la captación de energía, pero se debe tener en cuenta que no están todas, ya que, prácticamente de cualquier fenómeno de la naturaleza se podría extraer energía, ya sea de forma más o menos eficiente.

### **1.2.1 Tecnologías utilizadas según el tipo de energía**

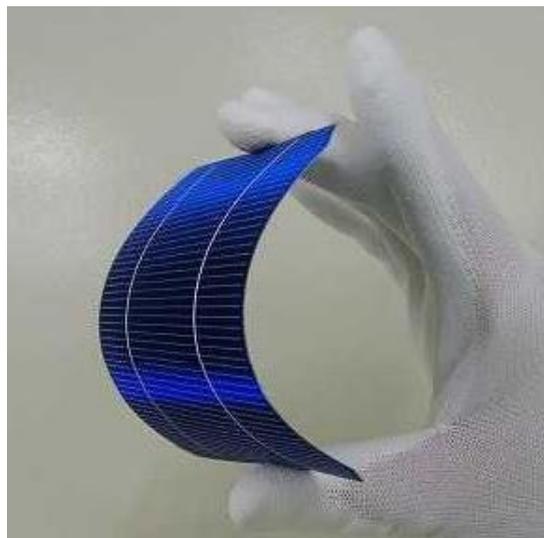
A continuación, se enumeraran las formas más comunes de obtención de energía y las tecnologías utilizadas para cada una de ellas.

#### **1.2.1.1 Energía solar**

Dentro del campo de la captación de energía, la solar es la que más ha llamado la atención de los investigadores. El sol proporciona energía para alimentar millones de máquinas, desde las más pequeñas y simples a las más complejas. La energía solar fotovoltaica es una forma de obtención de energía eléctrica a partir de paneles fotovoltaicos (véase Figura 1.2). Los paneles o módulos fotovoltaicos están formados por dispositivos semiconductores de tipo diodo que, al recibir radiación solar, se excitan y provocan saltos electrónicos generando una pequeña diferencia de potencial en sus extremos. El acoplamiento en serie de varios de estos fotodiodos, permite la obtención de voltajes mayores en configuraciones muy sencillas y aptas para alimentar pequeños

dispositivos electrónicos. Es mucha la literatura existente sobre el tema, y al no ser esta la fuente principal de energía que se tratará en éste Proyecto, no ahondaremos en ella, simplemente se hablará de sus líneas de futuro.

Varias empresas están invirtiendo mucho dinero en mejorar su tecnología. Compañías como *Nanosolar* o *Konarka*, por ejemplo, están desarrollando nuevos materiales con celdas solares incluidas en pequeñas capas de plástico flexible y resistente. Avances como éste abaratarán mucho el coste de esta energía. Con este “plástico generador” se puede recubrir cualquier tipo de superficie, ordenadores portátiles, automóviles, teléfonos móviles, etc., esencialmente cualquier dispositivo de plástico que incluya una batería y esté expuesto a la luz. Pero en un futuro, podrán ser utilizados en automóviles o incluso en los techos y fachadas de las viviendas. Además, pueden ser tintados de cualquier color, de manera que pasan totalmente desapercibidos. El producto obtiene unos resultados similares a los paneles solares clásicos, pero a una fracción de su coste.



**Figura 1.2** Célula fotovoltaica.

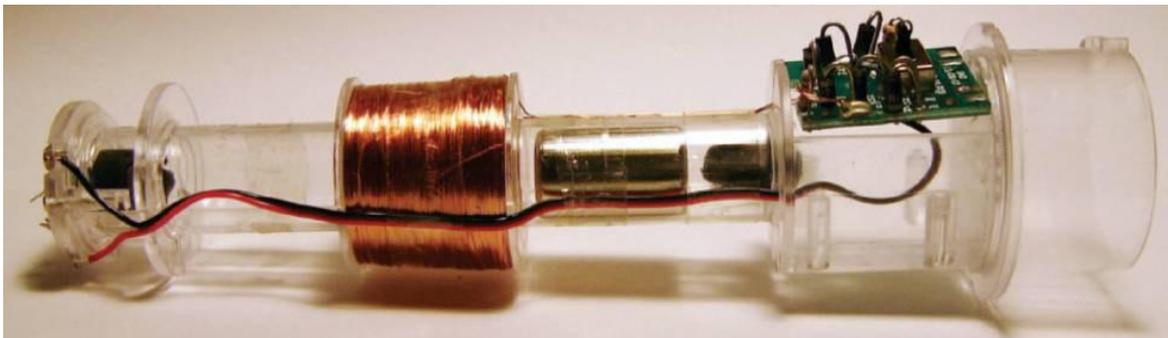
La eficiencia de los sistemas solares actuales se encuentra entre el 10% y el 20% [1]. Los valores típicos estándar de producción de energía suele ser de 100 mW/cm<sup>2</sup> con luz directa y de unos 100 μW en una oficina con iluminación típica. Con estos valores, en una casa provista de placas solares se pueden conseguir varios kilowatios en días soleados, o hasta 2 W con cargadores provistos de pequeñas placas solares capaces de recargar, por ejemplo, un teléfono móvil.

Las aplicaciones de la energía solar son habituales hoy en día. Todo el mundo tiene presente grandes placas solares que proporcionan electricidad o calientan agua. También es habitual su uso en pequeños dispositivos electrónicos (calculadoras, relojes, videojuegos, etc.) Pero existen otros usos menos populares pero no por ello menos importantes. Una aplicación curiosa, y que demuestra la multitud de aplicaciones de estas técnicas, es la utilización de placas solares montadas sobre camellos para alimentar neveras portátiles. Gracias a esto, es posible distribuir vacunas por miles de pequeños pueblos africanos del África Central carentes de electricidad y rodeados de desiertos. Las neveras mantienen las vacunas a 8 °C durante su traslado a las aldeas, manteniendo sus propiedades hasta ser inyectadas a los pacientes. Gracias a este proyecto se han salvado miles de vidas desde la década de los 80.

### **1.2.1.2 Energía mecánica**

Desde los sutiles temblores del suelo y paredes que pueden provocar las vibraciones de máquinas industriales en una fábrica, hasta los movimientos que puede causar un motor de explosión pueden ser aprovechados para producir energía eléctrica. Tradicionalmente se diseñan sistemas que aprovechan el movimiento de una masa que

vibra solidariamente con la perturbación exterior. Un claro ejemplo de este tipo de sistemas lo volvemos a encontrar en los relojes. Ya datan de 1770, los primeros relojes que incorporaban interiormente un péndulo que captaba el movimiento a que se veían sometidos y accionaban el mecanismo interno del reloj. Pero, a partir de 1930, este sistema mejorado fue incluido masivamente en gran parte de los relojes producidos, y el movimiento recogido empezó a convertirse en energía eléctrica, en lugar de energía mecánica. Posteriormente, uno de los avances que se logró fue magnetizar la masa, y al desplazarse lo hacía a través de una bobina, creando así un campo magnético que, a su vez, se convertía en una intensidad de corriente a través del solenoide. Esta energía puede ser almacenada y así conseguir alimentar el dispositivo. Se consiguen unos  $5 \mu\text{W}$  en condiciones de movimiento normales, y hasta  $1 \text{ mW}$  cuando el reloj es agitado violentamente. Un ejemplo de dispositivo que posee una masa magnetizada se muestra en la siguiente figura.



**Figura 1.3** Fotografía de un generador solenoidal inercial. La masa magnética al desplazarse a través de la bobina genera una intensidad de corriente en ella.

El sistema de la Figura 1.3, es capaz de iluminar un LED durante 20 minutos agitándolo 30 segundos. Estos sistemas son muy efectivos, pero cuentan con la

desventaja de su elevado peso y tamaño, el de la fotografía, por ejemplo mide casi 10 cm y pesa 150 g. Para las especificaciones de muchos sistemas móviles, estas características son inapropiadas.



**Figura 1.4** Material piezoeléctricos colocado en el calzado.

Otras líneas de desarrollo emplean materiales piezoeléctricos para convertir las vibraciones en electricidad. En estos casos, pequeñas masas comprimen estos materiales y crean así una tensión entre sus bornes. En 1985 ya se desarrolló un sistema piezoeléctrico, para alimentar implantes bioeléctricos, capaz de suministrar  $150 \mu\text{W}$  cuando entraba en resonancia con los latidos del corazón a unos 80 Hz. Una forma muy efectiva de conseguir energía para equipos personales, es aprovechar la pisada del individuo con unos dispositivos piezoeléctricos dispuestos en el talón del zapato. Con este sistema se han conseguido hasta 7 W por zapato, cuando una persona de unos 70kg da pisadas con una frecuencia de 1 Hz[1]. Esta aplicación tiene su campo principal

de uso en el soldado del futuro [2]. Los ejércitos modernos ya lo están adoptando. Un ejemplo de este tipo de aplicaciones se puede ver en la Figura 1.4.

### 1.2.1.3 Energía eólica

La energía eólica es un tipo de energía cuya fuente es la fuerza del viento, es decir, la energía cinética generada por el efecto de las corrientes de aire. Esta es transformada para posteriormente ser utilizada. La forma típica de aprovechar esta energía es a partir de aerogeneradores o turbinas de viento.

El antecedente directo de los aerogeneradores, son los molinos de viento. Un molino es una máquina que posee aspas o palas unidas a un eje común, que comienza a girar cuando el viento sopla. Este eje giratorio está unido a distintos tipos de maquinaria, por ejemplo, para moler grano, bombear agua o producir electricidad. En el caso que nos atañe, para obtener electricidad, el movimiento de las aspas acciona un generador eléctrico (alternador o dinamo), que convierte la energía mecánica de la rotación en energía eléctrica. La electricidad puede almacenarse en baterías o ser vertida directamente a la red. El funcionamiento de un aerogenerador es bastante simple, la complejidad radica en que éstos sean cada vez más eficientes.

Uno de los problemas más frecuentes que presentan los aerogeneradores es su gran tamaño, así como, las vibraciones y ruido que provocan. Por otro lado, otro de los problemas que más preocupa es la variabilidad de la fuente, es decir, el viento. Los aerogeneradores, en general, están preparados para funcionar en forma óptima cuando el viento sopla dentro de un rango determinado de velocidades. Lo más común es que

estos límites sean vientos de velocidades de entre los 3 y los 24 metros por segundo. Al mínimo se le llama velocidad de conexión, o sea, lo mínimo para generar algo de electricidad, y al máximo se le llama velocidad de corte, o sea, cuando ya es contraproducente, ya que, podría romper el mecanismo.

Los aerogeneradores pueden trabajar solos o en parques eólicos (Figura 1.5), sobre tierra formando granjas eólicas, sobre la costa del mar o incluso pueden ser instalados sobre las aguas a cierta distancia de la costa en lo que se llama granja eólica marina o *offshore* (Figura 1.6).



**Figura 1.5** Parque eólico.



**Figura 1.6** Granja eólica marina o offshore.

Uno de los mayores consumos eléctricos que se realizan en los países desarrollados es el destinado a la iluminación pública. La combinación de la energía eólica con la energía solar se ha utilizado para desarrollar un sistema de iluminación híbrido en Canadá. Las farolas que se muestran en la Figura 1.7, llamadas “*Kazekamome Remote Hybrid*” poseen un sistema de alimentación eléctrica que proviene tanto del sol como del viento [3].

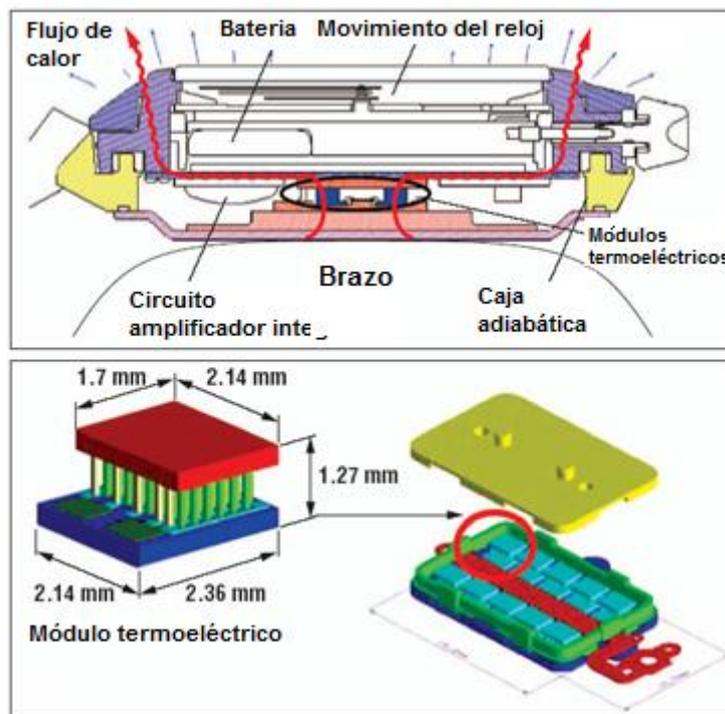


Figura 1.7 Farola con sistema de alimentación híbrido.

#### 1.2.1.4 Energía termoeléctrica

La diferencia de temperatura entre objetos y su entorno, ofrece la oportunidad de extraer energía gracias a la transferencia de calor. Donde quiera que exista una diferencia de temperatura, habrá una fuente de energía que puede ser transformada en trabajo o electricidad. Para conseguir energía eléctrica a partir de calor existe la posibilidad de utilizar diversos procesos directos de conversión. Uno de estos procesos utiliza el efecto termoeléctrico asociado al calentamiento de la unión de dos materiales conductores diferentes, que pueden, ser metales o semiconductores. La investigación sobre materiales termoeléctricos pretende mejorar su eficiencia, que a día de hoy es muy pequeña, inferior al 10% para diferencias de temperatura del orden de 200 K, y menor al

1% para temperaturas entre los rangos de 20 °C a 40 °C [1]. A pesar de ello, la combinación de *arrays* de pequeños conversores termoeléctricos ya permite la fabricación de productos comerciales. Uno de los primeros productos en utilizar esta tecnología fue el reloj *Seiko Thermic* (Figura 1.8) que usa dos *arrays* de 20 módulos de conversores termoeléctricos, para aprovechar el gradiente de temperatura entre el cuerpo humano y el aire.



**Figura 1.8** Diagrama de la sección del reloj *Seiko Thermic* y detalle del array de módulos termoeléctricos que incorpora [4].

Este sistema es capaz de generar 30  $\mu\text{W}$  a partir de una diferencia de temperatura de 5 °C. Esta energía se almacena en una pila para aprovechar momentos en que la diferencia de temperatura sea mayor, y por tanto también lo será la energía convertida. El dispositivo es capaz por sí solo de mantener en funcionamiento el mecanismo del reloj.

### 1.2.1.5 Energía sonora

El sonido consiste en una vibración del aire que se propaga en forma de ondas de presión. En ausencia de sonido, la presión atmosférica alcanza un estado de equilibrio y es constante en el tiempo y en el espacio. Cuando aparece una perturbación, se producen variaciones de presión y estas variaciones no sólo se producen a lo largo del tiempo sino que se propagan también por el espacio con cierta velocidad  $c$ , de tal modo que la cabo de un tiempo  $t$  las variaciones de presión llegan a una distancia  $c \cdot t$  de donde se produjo la perturbación originalmente

El nivel de presión sonora incidente en una superficie se denominará SPL (del inglés *sound pressure level*), el cual se suele dar en decibelios, denominándose por tanto  $\text{dB}_{\text{SPL}}$ . Sin embargo, en acústica, el decibelio se suele referir a la percepción del sonido para el oído humano (dBA), ya que éste no percibe de igual manera las distintas frecuencias y alcanza el máximo de percepción en las frecuencias medias, de ahí que para aproximar más la unidad a la realidad auditiva, se ponderen las unidades. El dBA es una unidad de nivel sonoro medido con un filtro previo que evita las partes bajas y las muy altas de frecuencias.

Debido a que en este proyecto usaremos el sonido como fuente de energía residual, sólo nos interesa la presión sonora incidente en una superficie y, por tanto, nos referiremos siempre a  $\text{dB}_{\text{SPL}}$ , que, para simplificar, en este Proyecto escribiremos como dB.

En la Tabla 1.1 se puede observar la cantidad de ruido en dB que pueden llegar a generar diferentes fuentes, desde una pisada hasta un martillo neumático [5].

Seguidamente en la Tabla 1.2 se muestran los valores de umbrales de audición en función de la referencia de colores mostrada en la Tabla 1.1, definiendo de esa manera, qué tipo de sonidos son perjudiciales o no para el oído humano.

<i>Nivel de ruido en dB</i>	<i>Fuente</i>
0	Silencio
10	Pisada
20	Hoja de árboles en movimiento.
30	Conversación en voz baja.
40	Biblioteca
50	Despacho tranquilo.
60	Conversación.
80	Tráfico de una ciudad.
90	Aspiradora.
100	Motocicleta con tubo de escape.
120	Concierto de rock.
130	Martillo neumático.
150	Despegue de un avión a reacción.
180	Explosión de un artefacto.

**Tabla 1.1** Referencia de niveles de ruido.

Umbral de audición		Umbral tóxico	Límite del umbral del dolor
Ambiente silencioso		Ambiente molesto	Ambiente insoportable
Ambiente con poco ruido			
Ambiente ruidoso			

**Tabla 1.2** Índice de colores referentes al umbral del sonido.

Un sistema de *Energy Harvesting* que funcioné a partir de la energía sonora, utiliza esta energía para su aprovechamiento, con una conversión previa de la misma en energía eléctrica. Más adelante se realizará un estudio a partir del cual quede de manifiesto como poder llegar a realizar este proceso.

Actualmente, los pocos sistemas que se han implementado para el aprovechamiento de la energía sonora están dirigidos al campo de la aviación (véase Figura 1.9). Ya que en los motores o turbinas, de los aviones se produce una gran cantidad de ruido. En capítulos posteriores se hará un estudio exhaustivo de alguna de estas aplicaciones.



**Figura 1.9** Índice de ruido en la turbina de un avión.

Habiendo hecho un recorrido por las distintas fuentes de energía que pueden servir para la implementación de un sistema de *Energy Harvesting*, en la Tabla 1.3 se hará una comparación del potencial de generación de energía, de algunas de las mismas.

Fuente de energía	Densidad de potencia ( $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ )	Fuente de información
Solar (exterior)	15.000 – Sol directo	De fácil obtención.
	150 – Día nublado	
Solar (interior)	6 – Mesa de oficina	Experimentos.
Vibraciones	100 – 200	Shad Roundy et. al. [6]
Ruido acústico	0,003 a 75 dB	Teórico
	0,96 a 100 dB	
Variación de temperatura diaria	10	Teórico
Gradiente de temperatura	15 a 10°Celsius	Stordeur & Stark, 1997 [7]
Inserciones piezoeléctricas en calzado	330	Starner 1996 [8]

**Tabla 1.3** Potencia eléctrica a partir de las diferentes fuentes de captación.

De entre todas las fuentes de energía citadas, los sistemas de *Energy Harvesting* diseñados a partir de la conversión fotovoltaica o de la energía vibratoria a través de elementos piezoeléctricos, son los que suministran una mayor densidad de potencia. A priori, se puede considerar estas fuentes las adecuadas para su utilización en este Proyecto Fin de Carrera, sin embargo, se ha decidido tomar la energía sonora como fuente de energía para nuestro sistema.

## 1.3 Objetivo

El objetivo de este Proyecto Fin de Carrera (PFC) es el de ser capaces, a partir de una fuente de energía residual, tal como es el sonido, de activar la línea de salida del dispositivo EH300. Para ello se llevarán a cabo los siguientes pasos:

- Captar la energía sonora presente en el ambiente y ser capaces de convertirla en energía eléctrica mediante el uso de un transductor.
- Acondicionar la señal eléctrica que se capta del medio para su posterior uso.
- Almacenar y gestionar la señal acondicionada anteriormente. De este proceso se encargara el módulo EH300 de la empresa *Advanced Linear Devices* [9].

Se puede decir que el resultado final será la unión de estas partes, cada una de las cuales, se caracterizará por separado para conseguir finalmente alimentar a una carga.

## 1.4 Estructura de la memoria

En este primer capítulo se ha llevado a cabo una introducción sobre los sistemas de *Energy Harvesting* y las diferentes fuentes de captación de energía residual utilizadas normalmente. Así mismo, se han presentado diferentes ejemplos de aplicaciones reales de este tipo de sistemas.

En el Capítulo 2, se presentarán estudios previos relacionados directamente con los temas tratados en este PFC. Se trata de estudios sobre sistemas de captación de energía

sonora, utilizados con el fin de desarrollar sistemas autoalimentados para unos fines determinados.

Una vez vistos los antecedentes de este tipo de estudios, en el Capítulo 3 se describirá brevemente la propuesta del PFC. En este capítulo se explica, basándonos en un diagrama de bloques, cuál será el funcionamiento de nuestro sistema final. A partir de este análisis de la propuesta se determinará el contenido de los siguientes capítulos de esta memoria.

Como ya se ha dicho anteriormente, el dispositivo EH300 es parte fundamental de este PFC, por tanto, en el Capítulo 4, se lleva a cabo un estudio en profundidad del mismo. En dicho capítulo se podrá encontrar una explicación detallada de su funcionamiento. Para realizar el estudio del EH300 se hizo uso del programa LabVIEW [10], tanto el diseño del programa implementado como el análisis de los resultados obtenidos serán mostrados.

Los capítulos 5, 6 y 7 constan de la misma estructura, pero cada uno tratará de uno de los diferentes módulos presentes en la propuesta.

El Capítulo 5 explicará el elemento que se ha utilizado como transductor electroacústico. En primer lugar se explicarán los motivos que llevaron a la utilización de este dispositivo y posteriormente se detallará el sistema de pruebas que se desarrolló con el mismo, así como, un estudio de los resultados obtenidos.

El siguiente dispositivo que será objetivo de pruebas será el convertor AC/AC. El Capítulo 6 detallará el funcionamiento del dispositivo utilizado. Para este caso también se explicarán las pruebas y resultados efectuados sobre el mismo.

El último capítulo que se encarga de la caracterización de cada uno de los bloques que conforman la propuesta es el Capítulo 7, este trata el convertor AC/DC utilizado. Se realizará un estudio en profundidad del convertor. También se explicarán las pruebas realizadas sobre éste, así como, los resultados obtenidos de estas pruebas.

En el Capítulo 8 se analizarán los resultados finales obtenidos. Estos resultados finales serán la respuesta del sistema completo aplicando a la entrada una fuente de energía sonora. Se explicará detalladamente la metodología llevada a cabo para las pruebas. Así mismo, se explicarán las líneas futuras y conclusiones obtenidas.

Para finalizar, en el Capítulo 9, se desarrollará el presupuesto destinado a la realización de este Proyecto Fin de Carrera.

Se finalizará con la presentación de la Bibliografía consultada.

## 1.5 Peticionario

Actúa como petionario para este Proyecto Fin de Carrera, la división Tecnológica Microelectrónica (*TME*) del Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada (*IUMA*) y la Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicación (EUITT).



## Capítulo 2

### Estado del arte

#### 2.1 Introducción

Desde hace mucho tiempo se ha trabajado con sistemas de *Energy Harvesting* para alimentar pequeños circuitos. Como ya se ha citado anteriormente, las fuentes energéticas más explotadas han sido la energía electromagnética o la mecánica. En cuanto a los sistemas de captación de energía acústica, la documentación existente es muy limitada.

Para la elaboración de este Proyecto Fin de Carrera se ha consultado una muy variada documentación. Entre toda la documentación consultada, sólo dos artículos desarrollados por investigadores de la Universidad de Florida, son claros antecedentes de nuestro proyecto. Estos artículos llevan por título: “*Acoustic Energy Harvesting using an electromechanical Helmholtz Resonator*” [11] el primero y “*Demonstration of a wireless, self-powered, electroacoustic liner system*” [12] el segundo. Aunque estos dos trabajos han sido la base, también se han tenido en cuenta otros como: “*Optimization of a discontinuous conduction mode flyback for acoustical Energy Harvesting*”[13], realizado también por la Universidad de Florida y “*Energy Harvesting for Active RF sensors and ID tags*” [14].

En el siguiente punto se dará una explicación del funcionamiento de los sistemas desarrollados en los documentos mencionados anteriormente.

## **2.2 Sistema *Energy Harvesting* utilizando un resonador electromecánico de Helmholtz**

A continuación, se explicará el funcionamiento de un sistema de captación de energía acústica basado en el uso de un resonador electromecánico de Helmholtz (EMHR, del inglés *Electromechanical Helmholtz Resonator*)[15]. La energía acústica utilizada será captada del interior de los motores de las aeronaves, esta se utilizará para ajustar la geometría de un EMHR y de esta manera acondicionar un revestimiento acústico activo, para así llegar a reducir las emisiones sonoras de dichos motores.

En este artículo los autores proponen un sistema de revestimiento acústico activo basado en EMHRs tal y como se muestra en la Figura 2.1. Este sistema está compuesto por un módulo de recolección y almacenamiento de energía basado en EMHRs, un sistema de control y un conjunto de células de revestimiento de ajuste electromecánico basado también en EMHR.

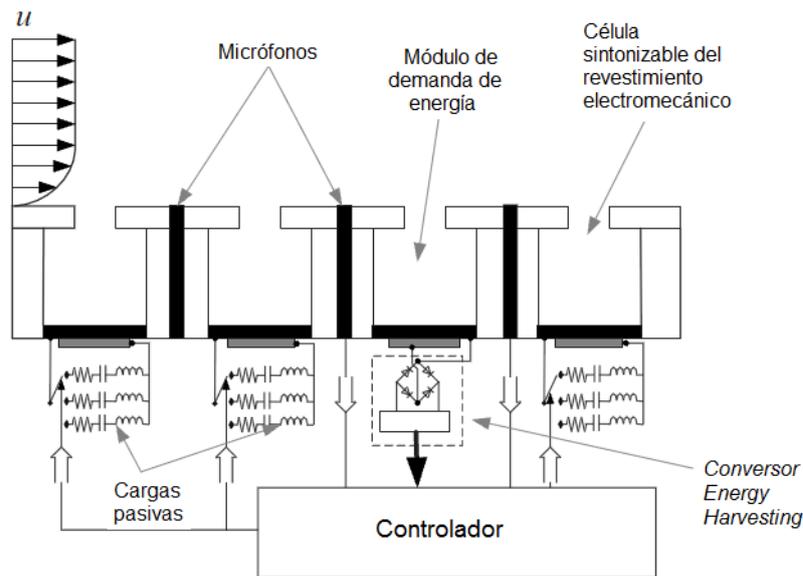


Figura 2.1 Esquema de un sistema de revestimiento activo autoalimentado.

La conversión de energía acústica en energía eléctrica se realiza a partir de los EMHR, cuyo esquema básico se muestra en la Figura 2.2.

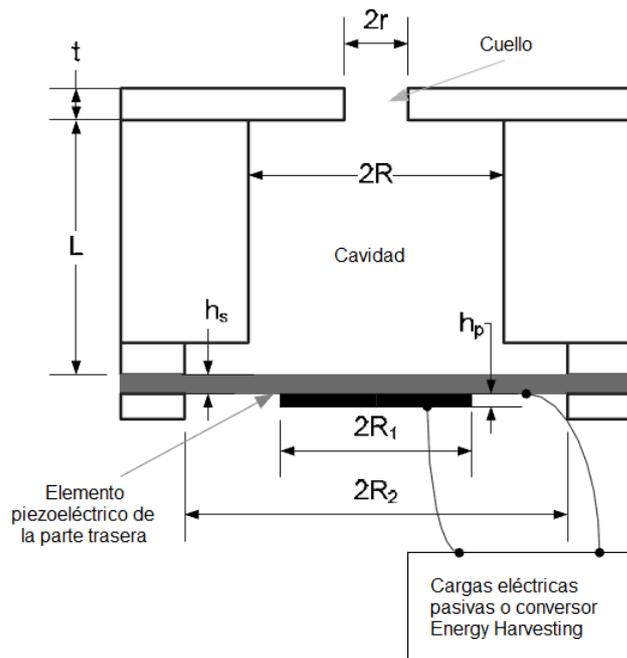


Figura 2.2 Esquema básico del EMHR.

La conversión de energía acústica en energía eléctrica se logra a través de la transducción piezoeléctrica del EMHR. El funcionamiento básico de este dispositivo consiste en captar la energía acústica incidente a través del cuello, el cual, genera una presión oscilatoria en el interior de la cavidad y ésta, a su vez, ocasiona la vibración del diafragma, consiguiendo de esta forma dicha conversión energética.

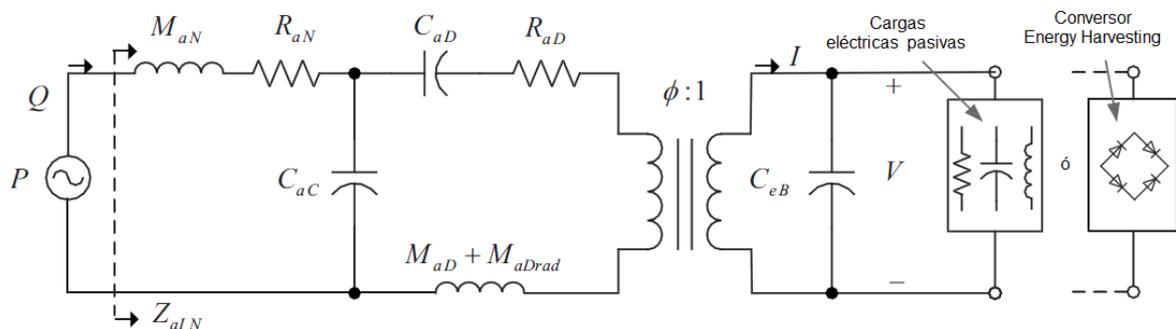
El uso de los revestimientos acústicos en los motores de las aeronaves se emplea principalmente, para amortiguar el ruido producido en las mismas.

Existen dos tipos de revestimiento, el activo y el pasivo. Los revestimientos pasivos suelen emplear un sistema de una sola capa consistente en un panel con geometría similar a un panel de abeja. Este panel sirve de separación entre una placa trasera sólida y una hoja frontal perforada, esta ofrece las condiciones límites de impedancia para la

propagación del sonido a través del motor de la aeronave. Las ventajas de los revestimientos pasivos son fundamentalmente, su simplicidad y su integridad estructural, lo que lleva a una fabricación sencilla y unos costes de implementación bajos. La desventaja de este tipo de revestimientos es que su rango de frecuencias de operación es pequeño.

Por otra parte, los revestimientos acústicos activos ofrecen el ajuste *in situ* del revestimiento en un amplio rango de frecuencias de ruido. Generalmente, este tipo de revestimiento son sistemas que emplean sensores, actuadores y controladores para modificar su geometría y de esta manera ajustarse a las necesidades del sistema. Sin embargo, estos dispositivos necesarios añaden tamaño y complejidad al sistema, dificultando de esta manera tanto el diseño como su aplicación.

Para entender mejor el funcionamiento de este sistema, se presenta el esquema eléctrico que emulará a dicho dispositivo. Para este caso en particular, en la Figura 2.3, se ilustra la posible conexión a una carga pasiva o a un conversor de *Energy Harvesting*.



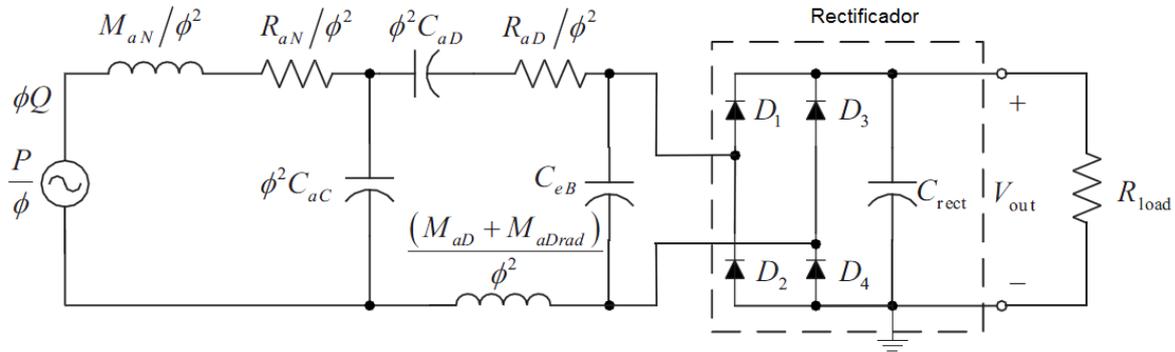
**Figura 2.3** Modelo eléctrico del EMHR conectado y su posible conexión a una serie de cargas pasivas o a un conversor de *Energy Harvesting*.

En este esquema  $Q$  y  $P$  representan tanto el flujo como la presión sonora de entrada respectivamente, mientras que  $V$  e  $I$  representan a su vez la tensión y la corriente de salida. El orificio del EMHR posee también elementos activos y pasivos como pueden ser  $R_{aN}$  y  $M_{aN}$ . La cavidad compacta se modela como un condensador  $C_{aC}$  que se carga a partir de la presión del diafragma. El compuesto piezoeléctrico del diafragma se representa a partir de varios elementos, los cuales, representan las siguientes componentes: masa acústica  $M_{aD}$ , radiación acústica  $M_{aDrad}$ , pérdidas por amortiguación  $R_{aD}$  y la capacidad  $C_{aD}$ . La transducción electroacústica esta modelada por un transformador ideal, el cual representa el ratio efectivo de transducción piezoeléctrica  $\phi$  y la capacitancia del bloque eléctrico del diafragma piezoeléctrico  $C_{eB}$ .

Una vez explicado brevemente el funcionamiento del EMHR y su equivalente eléctrico, se explicará el resto de módulos que conforman el sistema.

Una de las partes principales de este sistema es el conversor de *Energy Harvesting* como se puede ver en la Figura 2.1. El EMHR transforma la energía acústica incidente en energía eléctrica a través del componente piezoeléctrico del diafragma. La tensión de salida del diafragma piezoeléctrico, es variable en el tiempo y no es una fuente de tensión fiable para muchos dispositivos electrónicos. Por lo tanto, es necesario utilizar un conversor de tensión (conversor de *Energy Harvesting*) para acondicionar la energía generada por el EHMR y para garantizar que a la carga se le entrega la máxima potencia. Se consideran dos tipos de conversores: un circuito de carga directa y un conversor *flyback*.

La conexión entre el convertor de carga directa y el esquema eléctrico del EMHR se puede ver en la siguiente figura:



**Figura 2.4** Circuito equivalente de la conexión de un EMHR con un convertor de carga directa.

Como se puede comprobar, el circuito de carga directa está formado por un rectificador de onda completa, un condensador de filtrado  $C_{rect}$  y una resistencia de carga  $R_{load}$ . El funcionamiento de este convertor consiste, básicamente, en que el puente de diodos rectifica la tensión AC que le llega del EMHR y posteriormente el  $C_{rect}$  suaviza la señal resultante, generando de esta manera una tensión DC que será la utilizada por la carga.

La tensión a través de la carga  $R_{load}$  consta de dos componentes principales, una será la componente de tensión media  $\langle V_{out} \rangle$  y otra la componente de rizado  $V'_{out}$  (es decir,  $V_{out} = \langle V_{out} \rangle + V'_{out}$ ). El condensador de filtrado es lo suficientemente grande como para que la constante de tiempo  $R_{load} \cdot C_{rect}$  sea más grande que el periodo de oscilación del EMHR, de esta manera se consigue que  $V'_{out}$  sea despreciable y  $\langle V_{out} \rangle$  sea independiente de  $C_{rect}$ .

Para este tipo de circuito, la potencia entregada a la carga viene dada por el producto de la corriente que fluye a través de la carga,  $I_{load}$ , y la tensión que cae en la misma,  $V_{out}$ . La potencia entregada a la carga es una función de la resistencia de carga y viene determinada por la ley de Ohm.

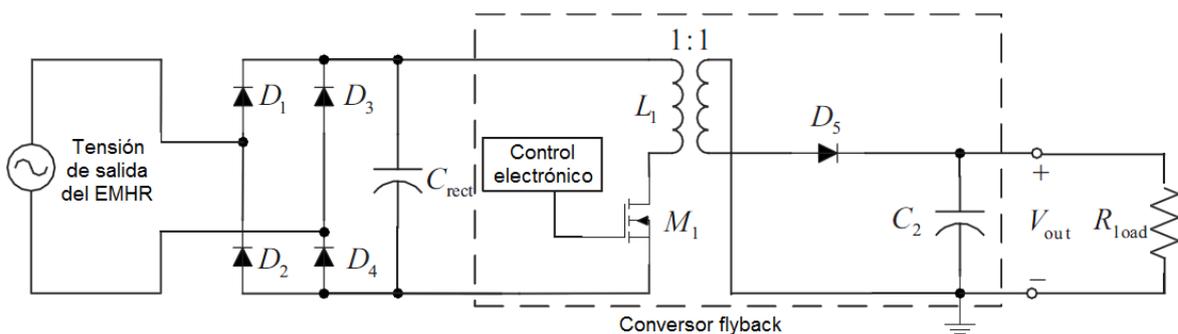
$$V_{out} = I_{load} \cdot R_{load} \quad (2.1)$$

Si a  $R_{load}$  se le da el enfoque de un corto circuito ( $R_{load} \rightarrow 0$ ), entonces  $V_{out} \rightarrow 0$ , al igual que la potencia de salida. Del mismo modo, cuando la resistencia se incrementa y simula un circuito abierto ( $R_{load} \rightarrow \infty$ ),  $I_{load} \rightarrow 0$  y, de nuevo, no existe transferencia de potencia. Entre estos dos casos extremos, la tensión y la corriente no son cero, y algo de potencia se entrega a la carga. Existe una resistencia óptima  $R_{opt}$ , donde el producto entre la corriente y la tensión es máximo. Normalmente,  $R_{load}$  cambia para diferentes dispositivos electrónicos, por ejemplo, sensores, transceptores o microprocesadores. La eficiencia del circuito de carga directa decrece cuando  $R_{load}$  difiere de  $R_{opt}$ .

Otra configuración común para aplicaciones de *Energy Harvesting* se realiza mediante la sustitución de la resistencia de carga, que se puede ver en la Figura 2.4, por una batería. Dicha batería no puede ser tratada como una simple resistencia, por lo que el concepto de  $R_{opt}$ , carece de significado con esta configuración. Un mejor modelo para representar la batería en un esquema eléctrico será una fuente de tensión DC. Al introducir la batería en el modelo, la condición de carga para una máxima transferencia de potencia se convierte en una condición de tensión óptima,  $V_{opt}$ . Las dos condiciones óptimas mencionadas anteriormente,  $R_{opt}$  y  $V_{opt}$ , son compatibles para el caso de cargas

resistiva. Con la excepción del cortocircuito y del circuito abierto, para cada valor de  $R_{load}$ , un valor real de tensión distinto de cero, la tensión  $V_{out}$  cae en la carga. Para cada valor de  $R_{load}$ , con la excepción del circuito abierto y del cortocircuito, un valor de tensión real, diferente de cero,  $V_{out}$ , cae en dicha carga. En el momento en el que  $R_{load}$  alcanza el valor de  $R_{opt}$ , y consecuentemente  $V_{out}$  será igual a  $V_{opt}$ , en este momento la transferencia de potencia en el circuito es máxima. Para el caso del circuito de carga directa utilizando una carga resistiva,  $R_{opt}$  y  $V_{opt}$  hacen referencia a la misma condición de carga y por ese motivo pueden ser utilizados indistintamente. Cuando se utiliza una batería como carga, sin embargo, la condición de carga óptima se verá obligada a ser  $V_{opt}$ . Al igual que en el caso de la resistencia, cuando el valor de tensión en la batería es diferente a  $V_{opt}$ , un desajuste en la carga limitará la transferencia de potencia.

El problema del desfase, asociado con la circuitería de la carga directa, se ve subsanado utilizando un convertor *flyback* entre el rectificador y la carga, como se puede ver en la Figura 2.5.



**Figura 2.5** Circuito equivalente de la conexión del EMHR conectado a un convertor *flyback* después de un rectificador.

El conversor *flyback* introduce un circuito intermedio que desacopla el circuito de carga directa de la carga. El conversor *flyback* opera en modo de conducción discontinua (DCM), siendo la impedancia de entrada del conversor *flyback* resistiva e independiente de  $R_{load}$ . En consecuencia, ajustando la impedancia de entrada del conversor *flyback* a  $R_{opt}$ , se puede conseguir la condición de carga óptima. Dado que la impedancia de entrada del conversor *flyback* es independiente de la carga de salida, la condición de carga óptima se mantendrá incluso si la carga cambiase.

Como se puede ver en la Figura 2.5, el circuito *flyback* consiste en un circuito de conmutación con un transistor MOSFET,  $M_1$ , asociado con un control electrónico de modulación de ancho de pulso (PWM), un diodo  $D_5$ , un transformador  $L_1$  y un condensador de filtrado,  $C_2$ . El funcionamiento del conversor *flyback* se puede dividir en tres etapas. Durante la primera etapa, el control electrónico cierra el MOSFET y la corriente fluye por el lado primario del transformador. Esta etapa se prolonga durante un tiempo  $d \cdot T_s$  donde  $d$  es el ciclo de trabajo de la señal de PWM, y  $T_s$  es el tiempo de conmutación del conversor. Debido a la polaridad del transformador, el diodo  $D_5$  evita que fluya corriente de la parte secundaria del transformador, y la energía del EMHR es almacenada como corriente en el transformador. La segunda y la tercera etapa comprenden el resto del periodo de conmutación,  $(1-d) \cdot T_s$ . Durante la segunda etapa, el MOSFET conmuta a abierto, y la corriente ahora fluye fuera del lado secundario del transformador y hacia  $R_{load}$ . En este periodo, la energía almacenada en la bobina se descargará. La tercera etapa está marcada por la ausencia de corriente en ambos lados del transformador. El promedio de la impedancia de entrada del convertidor *flyback* es

puramente resistiva y electrónicamente controlable a través d,  $T_s$ , y  $L_1$ . La impedancia de entrada del conversor flyback,  $R_{inF}$ , viene dada por:

$$R_{inF} = \frac{2L_1}{T_s d^2} \quad (2.2)$$

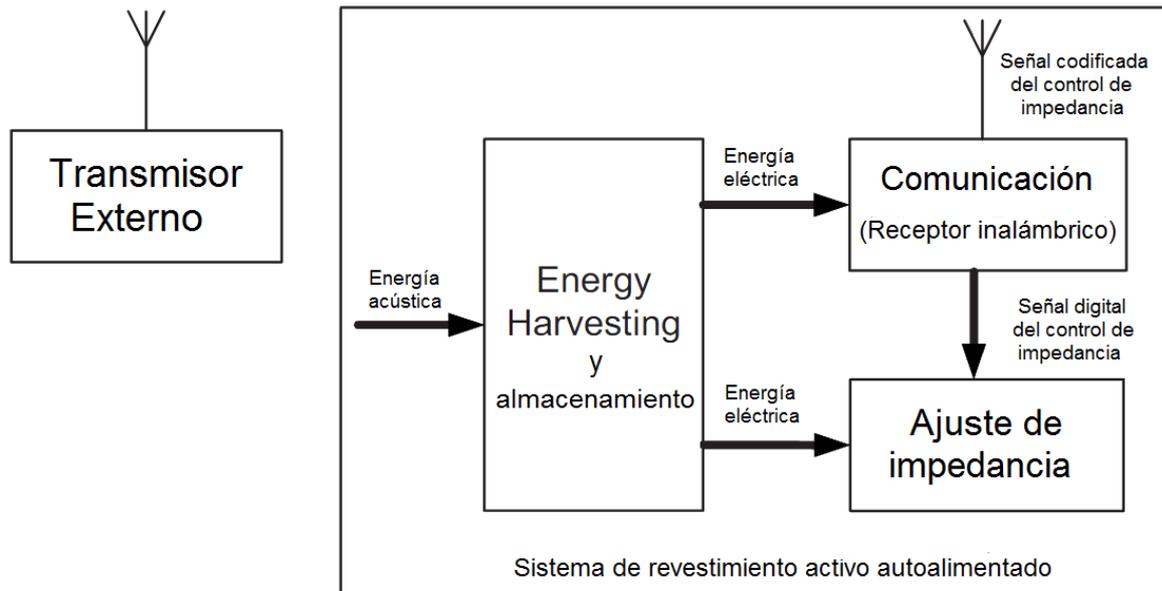
En general,  $T_s$  y  $L_1$  son fijas para un conversor *flyback*. Así a través del ajuste del parámetro d, de la señal de control PWM,  $R_{inF}$  puede ajustarse a  $R_{opt}$ , y la condición de máxima transferencia de energía puede lograrse.

Una vez explicado el funcionamiento del dispositivo en cuestión se expondrá una aplicación real del mismo.

## 2.3 Sistema de revestimiento electroacústico, autoalimentado e inalámbrico

A continuación, se explicará el modo de operación de un sistema de revestimiento activo autoalimentado empleado para la supresión del ruido en los motores de aeronaves [16]. El elemento fundamental del revestimiento es un resonador electromecánico de Helmholtz, explicado anteriormente. Para el sistema que se va a tratar a continuación se han utilizado dos tipos de EMHR, uno para el ajuste de la impedancia y otro para la recolección de energía. El EMHR utilizado para el ajuste de la impedancia acústica se coloca en paralelo con cargas resistivas variables, mientras que el EMHR utilizado para la recolección de energía se coloca en paralelo a conversores *flyback* y a elementos de

almacenamiento. Las condiciones de impedancia acústica deseada son determinadas externamente y enviadas de forma inalámbrica al sistema de revestimiento. La potencia necesaria tanto para el funcionamiento del receptor, como para la circuitería necesaria en el bloque de ajuste de impedancia, se obtiene de la energía recolectada.



**Figura 2.6** Sistema de revestimiento activo con un transmisor externo y bloques de ajuste de impedancia, *Energy Harvesting* y comunicación.

Este sistema de revestimiento activo se puede dividir en tres bloques funcionales: el bloque de ajuste de impedancia, el bloque de *Energy Harvesting* y el bloque de comunicación. En la Figura 2.6, se puede observar cómo interactúan los distintos bloques para ajustar la impedancia necesaria según las condiciones internas del conducto o motor. A continuación, se explicará el funcionamiento de cada uno de estos bloques por separado.

### 2.3.1 Bloque de ajuste de impedancia

El EMHR perteneciente al bloque de sintonización de impedancia, es el elemento fundamental para el ajuste de las condiciones de contorno y para la propagación del sonido a lo largo del conducto. El EMHR es un dispositivo de dominio múltiple de energía, ya que combina el dominio acústico y el eléctrico a través de un compuesto piezoeléctrico situado en la parte posterior del mismo. El modelo de elementos concentrados del EMHR, mostrado en la Figura 2.7, modela sus parámetros como elementos de un circuito discreto conectado a una carga pasiva,  $Z_{eL}$ .

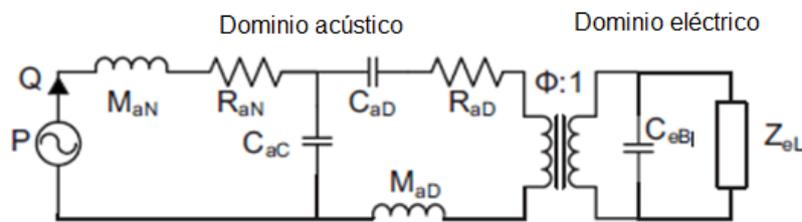


Figura 2.7 Modelo de elementos concentrados del EMHR.

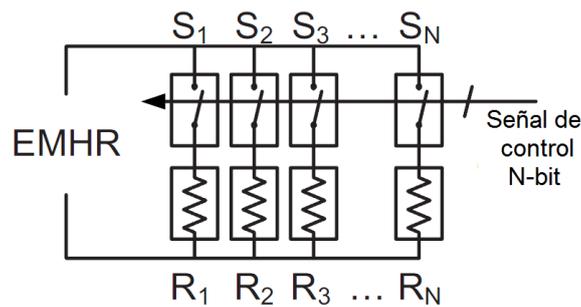
A diferencia del resonador de Helmholtz estándar, en el cual la impedancia acústica es solamente función de la geometría del dispositivo, la impedancia acústica del EMHR es también una función de su carga eléctrica. La impedancia acústica de entrada del EMHR viene dada por la ecuación:

$$Z_{aIN} = R_{aN} + sM_{aN} + \frac{\frac{1}{sC_{aC}} \left( \frac{1}{sC_{aD}} + R_{aD} + sM_{aD} + \frac{\Phi^2 Z_{eL}}{1 + sC_{eB} Z_{eL}} \right)}{\frac{1}{sC_{aC}} + \frac{1}{sC_{aD}} + R_{aD} + sM_{aD} + \frac{\Phi^2 Z_{eL}}{1 + sC_{eB} Z_{eL}}} \Bigg|_{s=j\omega} \quad (2.3)$$

Donde  $s=j\omega$  y  $\omega$  es la frecuencia angular. El EMHR con una carga resistiva es análogo a un sistema con dos polos y posee dos frecuencias de resonancia. Ambas

frecuencias de resonancia pueden ser ajustadas simplemente variando el valor de la resistencia. El rango de sintonización o ajuste de las frecuencias de resonancia se extienden entre el cortocircuito ( $Z_{eL}=0$ ) y el circuito abierto ( $Z_{eL}=\infty$ ).

Otro elemento, dentro del bloque de ajuste de impedancia, es el *array* de switches, el cual se utiliza para variar la impedancia de derivación, o impedancia colocada en paralelo al EMHR. El *array* de switches está compuesto por N pares de carga conectados en paralelo al EMHR. El caso de cargas puramente resistivas se ve ilustrado en la Figura 2.8.



**Figura 2.8** *Array* de *switches* dentro del bloque de ajuste de impedancias utilizado solamente para cargar puramente resistivas.

Después de que se ha recibido la ICS (señal de control de impedancia) y se ha decodificado en el bloque de comunicación, una señal digital de N-bits es enviada al *array* de *switches*. Cada uno de los N-bits tiene un valor lógico, o 1 ó 0, y se usa para controlar un *switch* específico. Dependiendo del valor lógico, el *switch* está abierto (por ejemplo, 0) o cerrado (por ejemplo, 1) para establecer la impedancia de derivación, del EMHR.

### 2.3.2 Bloque Energy Harvesting

El bloque destinado a la actividad de *Energy Harvesting* está diseñado para proporcionar energía eléctrica al sistema de revestimiento activo. Está compuesto por un EMHR, un convertor de potencia y un elemento destinado al almacenamiento de energía. El EMHR puede reunir energía acústica del gran campo presente en el hueco del motor (*engine nacelle*), que puede alcanzar niveles por encima de los 160dB. Como se indicó anteriormente, el EMHR usado en este bloque, tiene la misma geometría que en el bloque de ajuste de impedancia, pero funciona como un transductor, para convertir la energía acústica en energía eléctrica. La energía eléctrica recolectada por el EMHR es acondicionada por el convertor de potencia y, o bien es entregada al sistema de revestimiento activo, o bien es almacenada para un uso posterior. La Figura 2.9 muestra el flujo general de potencia en el bloque de *Energy Harvesting*. El comportamiento del elemento de almacenamiento está determinado por la cantidad de energía necesaria para el EMHR y el convertor. Cuando la cantidad de potencia disponible, es más grande que la que requiere la electrónica activa, el exceso de potencia fluye dentro del elemento de almacenamiento. Cuando las dos son iguales, el flujo neto de potencia dentro del elemento de almacenamiento es cero. Para el caso donde la potencia requerida es mayor que la potencia disponible, la potencia fluye del elemento de almacenamiento para que el sistema funcione.

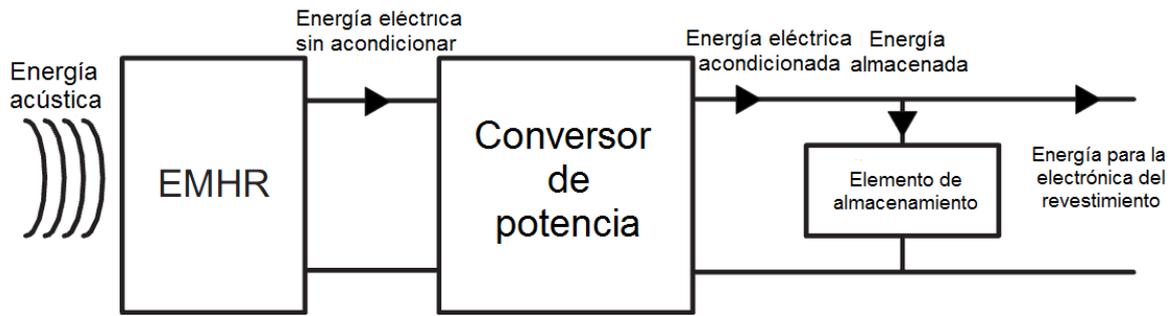


Figura 2.9 Diagrama del flujo de potencia dentro del bloque *Energy Harvesting*.

La función del convertidor de potencia en el bloque de *Energy Harvesting* es la de maximizar la cantidad de energía eléctrica entregada por el EMHR a la carga. La circuitería empleada para el convertidor de potencia se muestra en la Figura 2.10.

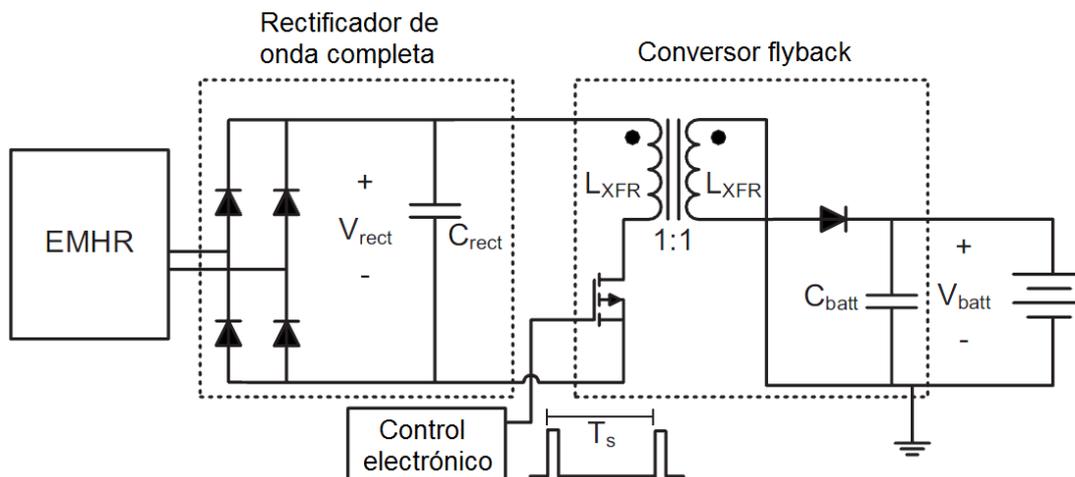


Figura 2.10 Esquema detallado de la circuitería dentro del bloque *Energy Harvesting*.

Está compuesto por un circuito rectificador de onda completa y un convertidor *flyback*. El funcionamiento de este circuito para recolectar energía acústica fue explicado detalladamente con anterioridad. La electrónica del revestimiento activo requiere una tensión DC estable, y el rectificador se utiliza para acondicionar la variación de señal AC producida por el EMHR. Se ha demostrado, que para un circuito rectificador atacado por una señal senoidal, existe una carga resistiva óptima para la cual la potencia entregada

por el EMHR a la carga será máxima. El conversor *flyback* se utiliza para emular esta condición de carga óptima para el rectificador. La impedancia de entrada del conversor *flyback*, tratada en modo de conducción discontinua, es puramente resistiva y viene dada por:

$$R_{in} = \frac{2f_s L_{XFR}}{d^2} \quad (2.4)$$

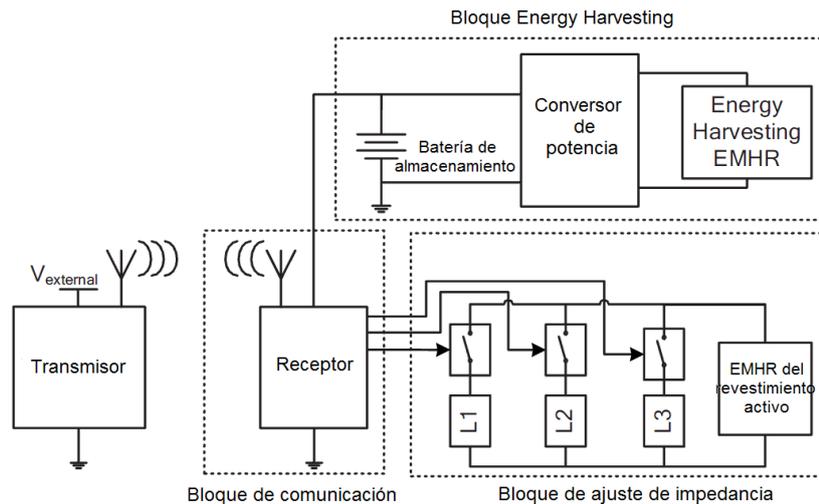
Donde  $L_{XFR}$  es la inductancia del transformador *flyback*,  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del conversor, y  $d$  es el ciclo de trabajo. El ajuste de la impedancia de entrada puede ser controlado de forma electrónica variando  $d$ . Dado que la impedancia de entrada del *flyback* es independiente de esta carga, está colocado entre el EMHR del *Energy Harvesting* y la electrónica del revestimiento para desacoplar ambos y proporcionar una resistencia óptima.

Se ha elegido una batería recargable como elemento de almacenamiento en el bloque de *Energy Harvesting*, ya que su tensión permanece aproximadamente constante al ser cargada y descargada. La tensión constante de la batería puede ser usada para proporcionar una tensión estable para la electrónica del revestimiento y elimina la necesidad de circuitería de regulación de tensión.

### 2.3.3 Bloque de comunicación inalámbrica e integración del sistema

La impedancia acústica deseada se define de forma externa al revestimiento activo, de tal forma que se determina como una función de las condiciones de funcionamiento del motor (por ejemplo, el despegue, el vuelo y el aterrizaje) y así la ICS es transmitida de

forma inalámbrica al sistema. El bloque de comunicación, integrado por el receptor autoalimentado y la electrónica asociada, recibe la ICS. En la Figura 2.11, se puede ver un diagrama de bloques del sistema de revestimiento activo, donde se muestra como el bloque de comunicación interactúa con los otros bloques del sistema.



**Figura 2.11** Diagrama de bloques detallado del sistema de revestimiento activo integrado con tres cargas diferentes L1, L2 y L3.

El receptor inalámbrico está integrado directamente dentro del sistema de revestimiento y recibe su potencia del bloque de *Energy Harvesting*. El transmisor inalámbrico es externo al sistema de revestimiento activo y recibe su potencia y las señales de entrada de forma externa.

La transmisión de las ICS se realiza con un codificador *Holtek HT-12E* y un módulo de transmisión *Rayming TX-99*, que se pueden ver en la Figura 2.12.

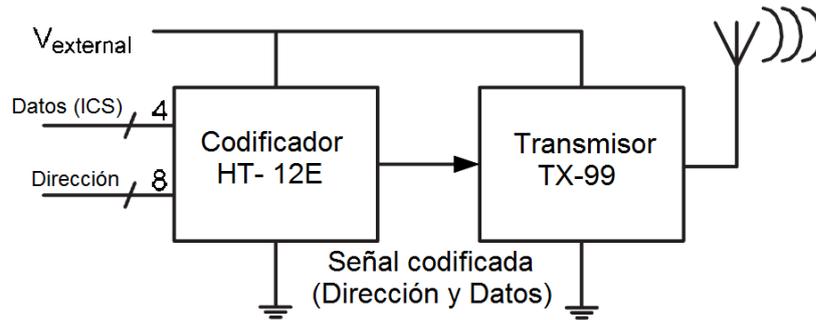
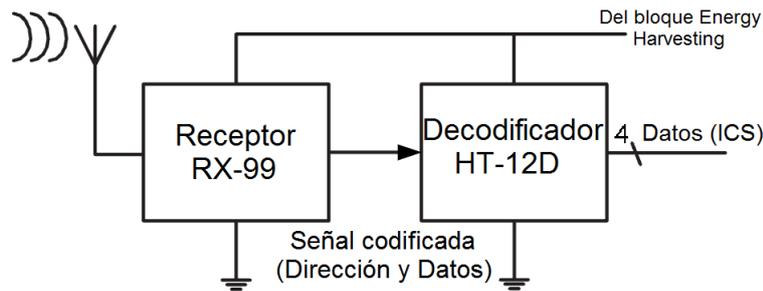


Figura 2.12 Esquema del transmisor externo.

El *HT-12E* realiza una codificación digital de 12 bits para la transmisión: 4 bits para la ICS y 8 bits de dirección. Cada uno de los 4 bits de la ICS corresponde a un *switch* específico del array de *switches* para el ajuste de la impedancia y determina si será abierto o cerrado. Los bits de dirección permiten la transmisión de la señal a nodos de recepción específicos. Una vez codificada la señal, es transmitida por el *TX-99* usando un sistema de modulación en amplitud a 300MHz.

Los datos transmitidos por el *TX-99* son recibidos por su receptor complementario en el sistema de revestimiento activo, el *Rayming RX-99*. El decodificador *Holtek HT-12D* separa los 12 bits de datos para recuperar la ICS y la dirección, como se muestra en la Figura 2.13. Si los bits de dirección transmitidos coinciden con la dirección programada del receptor, la ICS es almacenada y enviada al bloque de ajuste de impedancias para seleccionar la carga adecuada.



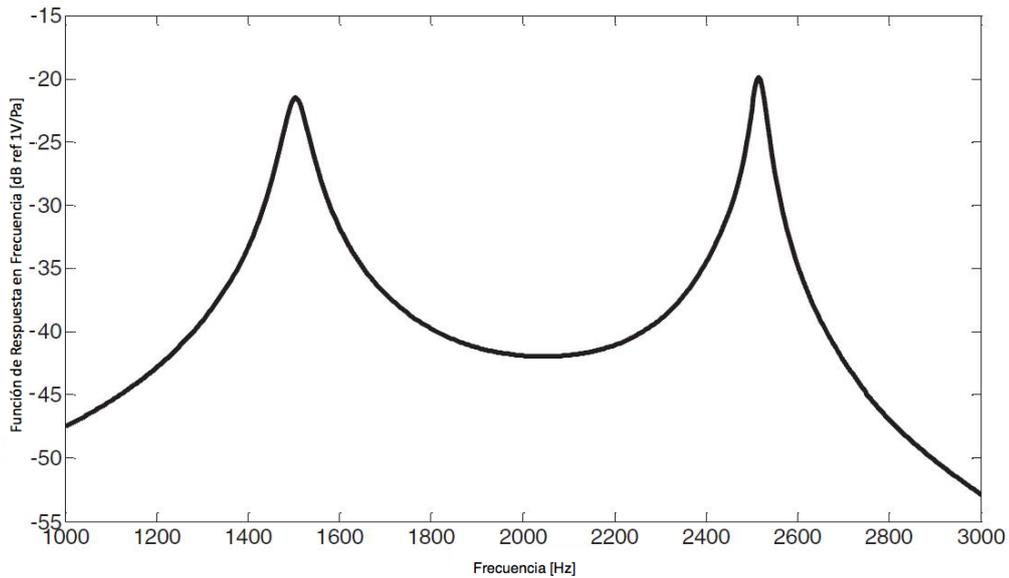
**Figura 2.13** Esquema de los circuitos el receptor utilizando el bloque de comunicación.

Una vez explicado el funcionamiento del sistema se pasará a analizar los resultados que se obtienen para los distintos experimentos que llevaron a cabo.

#### 2.3.4 Conclusiones finales

El primer resultado destacable del estudio de este sistema va relacionado con la determinación de la frecuencia óptima de la señal acústica, la cual será utilizada por el bloque de *Energy Harvesting*.

A partir del ruido dentro de los motores de los aviones se puede obtener características tanto de banda ancha como de tono simple. Para la prueba que se realizó sobre el EMHR del bloque de *Energy Harvesting*, se eligió la frecuencia de excitación que emula la componente de frecuencia del tono del paso del aspa del motor. La Función de Respuesta en Frecuencia (FRF) entre la tensión de salida y la presión acústica de entrada, mostrada en la Figura 2.14, muestra dos picos los cuales coinciden con las dos frecuencias de resonancia del EMHR.



**Figura 2.14** Medida de la FRF (tensión de salida frente a presión de entrada acústica) del EMHR dentro del bloque *Energy Harvesting*.

El primer pico está relacionado con la pared sólida del EMHR y ocurre a 1,504 KHz. El segundo pico se debe a la frecuencia de resonancia del piezoeléctrico que se encuentra en la parte posterior del EMHR y es de 2,516 KH. Esta frecuencia ofrece una gran respuesta eléctrica por tanto la señal de excitación se fija a 2,516 KH, lo cual maximizará la cantidad de energía recolectada por el revestimiento activo.

Otra de las tareas realizadas fue calcular la carga óptima que se conecta a la salida del circuito rectificador para que de esta manera la transferencia de potencia sea máxima. El convertor *flyback* se utiliza para emular una carga resistiva, y puede ser modificado electrónicamente para alcanzar el valor de resistencia óptimo.

La resistencia óptima se encontró experimentalmente reemplazando el convertor *flyback* por una serie de valores de resistencias. La tensión de salida a través de cada una de estas resistencias fue medida y la potencia fue calculada usando la expresión:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (2.5)$$

Donde V es la tensión de salida medida a través de la resistencia R. Los resultados de esta prueba se muestran en la Figura 2.15, e indican que la resistencia óptima es de aproximadamente 20 kΩ. Esta resistencia se obtiene para un nivel de presión sonora de entrada de aproximadamente 140 dB.

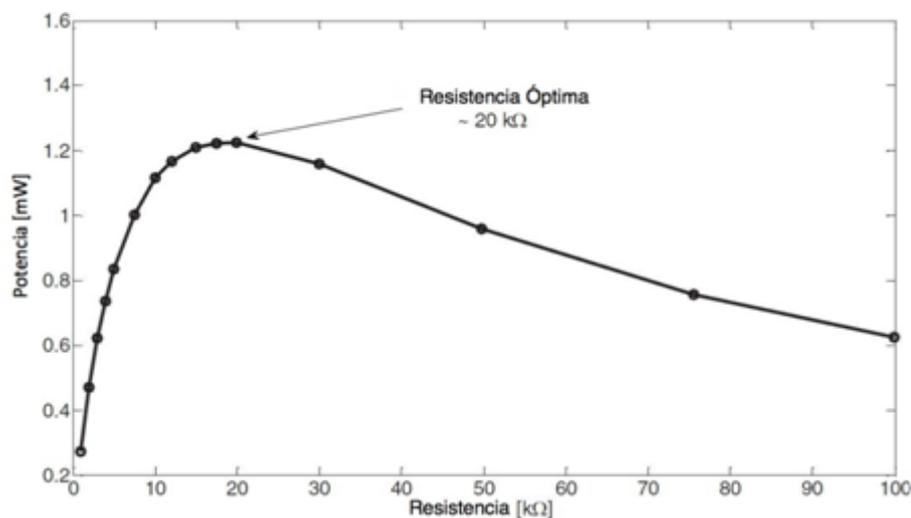


Figura 2.15 Potencia de salida frente a la resistencia del EMHR viendo una resistencia óptima de 20KΩ.

Cabe mencionar también que la eficiencia de este sistema varía del 6% al 1,5% para presiones de entrada sonora de entre los 140 y los 161 dB.

Con todo lo explicado anteriormente se intenta dar una idea de todo lo que se puede llegar a hacer con los sistemas de *Energy Harvesting* a partir de fuentes de energía sonora. Como se puede comprobar los niveles de presión sonora necesarios para activar dichos dispositivos son relativamente elevados. A continuación se dará forma a la

propuesta que se presentará en este proyecto, llevando a cabo una caracterización de la misma.



## Capítulo 3

### Descripción de la propuesta

#### 3.1 Introducción

El objetivo principal de este Proyecto Fin de Carrera, como ya se comentó con anterioridad, es el de tener la capacidad de activar la línea de salida del módulo EH300 a partir de energía sonora. Es decir, ser capaces de captar dicha energía a partir de fuentes presentes en el medio, convertirla en energía eléctrica y

aconditionarla para que a su vez, el dispositivo EH300 la almacene y la gestione para poder alimentar a una carga colocada a su salida.

La idea de utilizar un sistema de *Energy Harvesting* para alimentar el módulo EH300 y que éste suministre energía a una carga conectada al mismo tiene varias ventajas. En un primer lugar, elimina el problema que se tiene a la hora de intercambiar las baterías o pilas agotadas de dispositivos que se encuentran situados en lugares remotos. De esta manera aquellos dispositivos conectados al EH300 se convierten automáticamente en un dispositivo con alimentación autónoma.

Una vez definido el sonido como la fuente de energía residual que alimentará nuestro dispositivo se pasó a realizar un estudio de la propuesta.

## **3.2 Bases de funcionamiento**

Una vez planteado el objetivo del proyecto se pasará a definirlo paso a paso. El primer paso, es encontrar un elemento que sea capaz de captar la onda sonora y convertirla en señal eléctrica, es decir, un transductor electroacústico. En segundo lugar, se debía de buscar una forma de acondicionar la señal que se obtiene a la salida del transductor para con el fin de obtener un mejor rendimiento de la misma. Por último, se utilizará un elemento de almacenamiento que también se encarga de gestionar la energía almacenada. En la Figura 3.1 se puede ver un esquema con el que se ilustra de manera significativa el contenido de nuestro sistema.



**Figura 3.1** Esquema básico de funcionamiento.

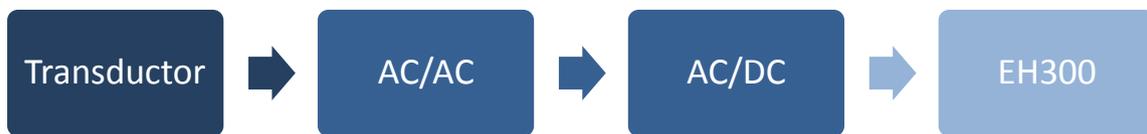
En la Figura 3.2 se puede ver el esquema equivalente al mostrado con anterioridad definiendo cada una de las funciones que se ha de ejercer dentro de cada bloque. En primer lugar, el sistema de captación de sonido estará constituido principalmente por un transductor electroacústico. Éste se encargará convertir la energía acústica en energía eléctrica tras varios procesos, los cuales se detallarán en el Capítulo 5. El equivalente al módulo acondicionador de señal se desglosa en dos bloques: un conversor AC/AC y otro AC/DC.

El conversor AC/AC es un dispositivo eléctrico que convierte un voltaje AC, en otro voltaje AC. Se buscó un elemento que fuese capaz de multiplicar el voltaje de entrada proveniente del elemento transductor y amplificarlo sin necesidad de ser alimentado de forma externa. El dispositivo elegido fue un transformador, se explicará con detalle en el Capítulo 6.

En cuanto al conversor AC/DC lo que se buscaba era un dispositivo capaz de transformar la tensión AC de salida del transformador, en una tensión continua y que ésta, a su vez, tuviese a ser posible un valor elevado. De la misma manera que para los dispositivos anteriores, se buscó que este dispositivo o circuito eléctrico no

necesitase de alimentación externa. Tras analizar varias estructuras se decidió que el circuito eléctrico que mejor cumple con estas expectativas es un multiplicador x4. El funcionamiento de esta estructura se explicará en el Capítulo 7.

Y por último, se encuentra el dispositivo de almacenamiento, para ejercer esta función se utilizará el módulo EH300 de la empresa *Advanced Linear Devices, Inc* [9]. El funcionamiento integro de este dispositivo se explicará a lo largo de este PFC.



**Figura 3.2** Esquema definido.

Una vez detallada la estructura que tendrá el sistema, en los siguientes capítulos se pasará a explicar cada uno de los bloques definidos anteriormente en mayor detalle.

## Capítulo 4

# El módulo de almacenamiento EH300

### 4.1 Introducción

En éste capítulo se explicará el módulo de almacenamiento EH300. Éste dispositivo es la parte fundamental de este PFC. No se tenía conocimiento alguno sobre el funcionamiento del mismo, por este motivo, se ha tenido que realizar un estudio en profundidad el cual se detallará a continuación. Para realizar las pruebas en el laboratorio fue necesaria la implementación de una herramienta virtual con el

programa *LabVIEW*[10], con el cual no se tenía experiencia, dicha herramienta virtual también se explicará en este capítulo.

## 4.2 Módulo EH300

Éste módulo forma parte de una serie denominada *Advanced Linear Devices EH300/EH301 Series EPAD® ENERGY HARVESTING™ (EH)*. Los dispositivos de la serie EH300/301 han sido diseñados para aplicaciones que implican un uso intermitente de la energía y un largo tiempo de almacenamiento. Algunas de las funciones específicas de estos dispositivos son: la captura de energía, el almacenamiento de la misma con su correspondiente acondicionamiento y su administración. La energía que captura este tipo de dispositivos puede provenir de varios tipos de fuente: células solares, elementos piezoeléctricos de compuestos cerámicos (PZT, del inglés *Piezoelectric Ceramic Composite*), elementos inductivos y microgeneradores termoeléctricos, entre otros. Es decir, energía térmica, mecánica, química, solar, biológica, sonora, la procedente del cuerpo humano, etc. Estos módulos pueden adaptarse con facilidad a un amplio rango de tensiones y potencias de entrada y salida.

## 4.3 Descripción general

Los módulos EH300/EH301 pueden aceptar energía de una amplia variedad de fuentes y acumularla para, posteriormente, hacer posible el funcionamiento tanto de circuitos como de sistemas eléctricos convencionales. Estos circuitos tales como redes

de sensores inalámbricos (WSN, del inglés *Wireless Sensor Network*) basadas en el estándar ZIGBEE [17] necesitan 3,3V o 5V. Los módulos EH300/301 son completamente autoalimentados y siempre se encuentran en modo activo. Son capaces de funcionar con tensiones de entrada instantáneas en un rango de 0.0 V a  $\pm 500$  V AC o DC, y con corrientes de entrada entre los 200 nA y los 400 mA. La energía captada puede ser recogida de fuentes que producen energía eléctrica, ya sea de forma constante o intermitente e irregular con impedancias de fuentes variables. Los módulos EH300/EH301 acondicionan la energía almacenada para suministrar potencia a la tensión de salida y a los niveles de corriente que se encuentran dentro de los límites de las especificaciones de las fuentes de los sistemas electrónicos típicos. Por ejemplo, de 1,8 V a 3,6 V es un rango usual de tensión de operación para varios tipos de circuitos integrados tales como los microprocesadores.

Los módulos de la serie EH300/EH301 han sido diseñados para capturar, acumular y conservar energía de una fuente de energía externa de forma continua y activa. Cada uno de los módulos están configurados para operar entre dos umbrales de tensión de alimentación, +V\_low DC y +V\_high DC, correspondiente al mínimo ( $V_L$ ) y máximo ( $V_H$ ) valor de tensión para la aplicación prevista. Cuando una fuente comienza a inyectar energía en las entradas del alguno de los módulos, EH300/EH301, en forma de impulsos eléctricos, estos paquetes de carga son recogidos, acumulados y almacenados en un banco interno de condensadores. Para las aplicaciones más comunes de *Energy Harvesting*, las pequeñas cantidades de energía llegan en forma de picos de tensión incontrolada que son imprevisibles. A menudo, estos paquetes de carga eléctrica abarcan un amplio rango de tensiones,

corrientes y formas de onda. Los módulos de la serie EH300/EH301 están diseñados para dar cabida a estas condiciones excepcionales con eficiencia y eficacia. Como ejemplo, el módulo EH300 puede trabajar en ciclos de 4 minutos con una media de corriente de entrada de 10  $\mu$ A y de 40 minutos con una media de corriente de entrada de tan solo 1  $\mu$ A.

## 4.4 Módulos

Dentro de la serie EH300/EH301 se encuentran varios módulos diferentes. Cada uno de ellos opera dentro de un rango de tensiones propio y con una energía útil de salida determinada. Los valores de estos factores característicos para cada uno de los módulos de la serie EH300/301 se muestran en la Tabla 4.1.

Elemento	Descripción general
EH300	4,6mJ suministra cada módulo/ Rango de operación de 1,8V a 3,6V
EH300A	30mJ suministra cada módulo/ Rango de operación de 1,8V a 3,6V
EH301	8,3mJ suministra cada módulo/ Rango de operación de 3,1V a 5,2V
EH301A	55mJ suministra cada módulo/ Rango de operación de 3,1V a 5,2
EHJ1C	Cable de 6 pulgadas / conector J1 (entrada)
EHJ2C	Cable de 6 pulgadas / conector J2 (salida)

**Tabla 4.1** Módulos de la serie EH300/301

En este proyecto, el dispositivo utilizado es el EH300. Como se puede comprobar en la Tabla 4.1 posee una energía útil a la salida del mismo de 4,6 mJ y un rango de operación entre 1,8 y 3,6 V. La metodología de funcionamiento del dispositivo se detallará más adelante.

## 4.5 Especificaciones

Las especificaciones eléctricas de los módulos de la serie EH300/301 que se determinan a continuación son tanto de entrada como de salida, para una temperatura media de 25 °C.

- Máxima tensión de entrada : +/- 500 V
- Máxima corriente de entrada : 400 mA
- Máxima potencia de entrada : 500 mW
- Entrada mínima : 0.0 V @ 1 nA
- Mínima carga de entrada (Potencia máxima disipada)
  - EH300 4.0 V @ 200 nA (800 nW)
  - EH301 6.0 V @ 300 nA (1800 nW)
  - EH300A 4.0 V @ 500 nA (2 μW)
  - EH300A 6.0 V @ 500 nA (3 μW)
- Tensión interna (*Internal voltage clamp*) : 7.0 V @ 10 mA
- Máxima corriente de salida : 1 A
- Ciclo de vida operativo : Virtualmente indefinido
- Compatible con lógica CMOS

EH300

- $V_L = 1,8 \text{ V}$   $V_H = 3,6 \text{ V}$
- Energía útil del producto @ 4.6 mJ
- Tiempo de activación de la salida: 68 ms @ 25 mA

EH300A

- $V_L = 1,8 \text{ V}$   $V_H = 3,6 \text{ V}$
- Energía útil del producto @ 30 mJ
- Tiempo de activación de la salida: 75 ms @ 150 mA

EH301

- $V_L = 3,1 \text{ V}$   $V_H = 5,2 \text{ V}$
- Energía útil del producto @ 8.3 mJ
- Tiempo de activación de la salida: 80 ms @ 25 mA

EH301A

- $V_L = 3,1 \text{ V}$   $V_H = 5,2 \text{ V}$
- Energía útil del producto @ 55 mJ
- Tiempo de activación de la salida: 88 ms @ 150 mA

## 4.6 Descripción del funcionamiento del EH300/301

El módulo EH300 posee dos pines de entrada, *+input* y *-input*, y cuatro pines de salida, *GROUND*, *U<sub>R</sub>(READY)*, *V<sub>P</sub>(OUTPUT)* y *+V*. En la Figura 4.1 se puede ver a partir de diferentes gráficas, el funcionamiento normal que se produce dentro del módulo EH300 en función de los distintos valores que va tomando la señal *+V*.

La tensión almacenada en el banco de condensadores de almacenamiento es *+V*. Inicialmente, la tensión *+V* comienza en 0,0 V, es decir, durante el periodo inicial de carga *+V* comienza cargando desde 0,0 V. El circuito interno del módulo monitoriza y detecta esta tensión *+V* y cuando esta alcanza  $V_H$ , la salida  $V_P$  del módulo se activa y cambia su estado a ON. En este momento, el módulo es capaz de suministrar tensión a una carga, ésta puede ser un microprocesador y/o un circuito de sensores. La cantidad de energía útil disponible viene dada en función de la capacidad de almacenamiento del banco de condensadores. Mientras tanto, el módulo EH300 continúa almacenando toda la energía generada por las fuentes externas. Si la cantidad de energía externa disponible es elevada, la salida  $V_P$  permanece en el estado ON, hasta el momento en el que la energía disponible sea menor que la requerida por la carga. Si la energía externa es superior a la necesaria por la carga, *+V* continúa incrementándose hasta que la tensión interna del circuito alcanza el nivel máximo.

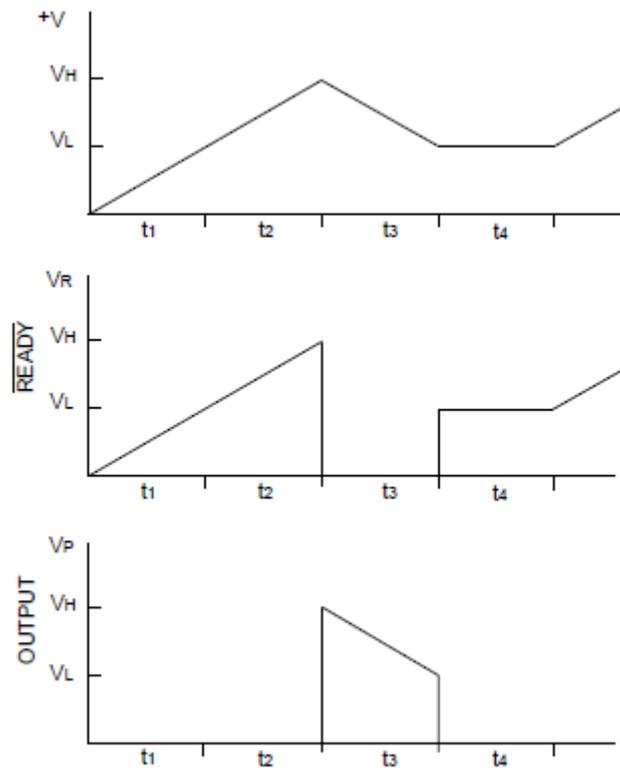


Figura 4.1 Esquema de funcionamiento del EH300.

En condiciones normales el módulo suministra potencia a la carga y por tanto, la tensión  $+V$  se decrementa. Debido a esta disminución, cuando  $+V$  alcanza el valor de  $V_L$ , la salida  $V_P$  cambia al estado OFF y detiene el suministro de potencia a la carga.  $V_P$  permanecerá en el estado OFF incluso cuando la fuente de energía externa comience a cargar de nuevo el banco de condensadores. Una vez que el nivel  $V_H$  se alcanza nuevamente, la salida  $V_P$  pasa de nuevo al estado ON. Por lo tanto, la tensión  $V+$  oscila entre los niveles de tensión  $V_H$  y  $V_L$ . En el estado ON,  $V_P$  puede suministrar hasta 1 A de corriente por un periodo determinado de tiempo que viene determinado por la energía útil almacenada y la demanda de energía que requiera la carga. El pin  $V_R$  puede ser tanto de entrada como de salida de forma opcional. En modo de entrada

opera como el control ON/OFF de  $V_P$  (con entrada externa de  $1\text{ K}\Omega$ ) en modo de salida sirve como una señal de control lógica READY (negada).

En cuanto a los tiempos de carga de entrada T1 y T2 hay que mencionar que se encuentran limitados por la energía de entrada disponible, menos las pérdidas de energía que se producen internamente en el módulo EH300. El periodo de tiempo T3 correspondiente a la salida de energía, viene determinado por la cantidad de energía utilizada por la carga y de la energía almacenada. El tiempo T4 corresponde al momento en el que la energía de entrada se mantiene baja y es normalmente muchos órdenes de magnitud mayor que la suma de T1, T2 y T3.

## 4.7 Especificaciones mecánicas y del medio

A continuación, se detallan las especificaciones mecánicas de los módulos EH300/301. Las proporciones del mismo se pueden apreciar en la Figura 4.3 . En la Figura 4.2 se puede tener una idea de la distribución de los pines en dichos módulos.

- Dimensiones: (1pulgada = 25.4 mm)

Ancho x Largo x Alto = 13.97 mm x 50.8 mm x 19.5 mm.

- 4 agujeros de montaje : 2.16 mm
- Peso = 14 gramos (nominales)

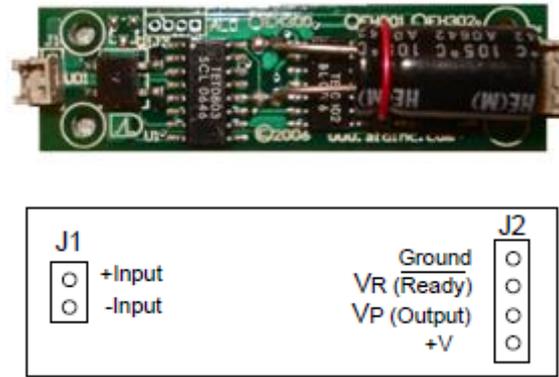


Figura 4.2 Vista superior de la distribución de los pines en el EH300.

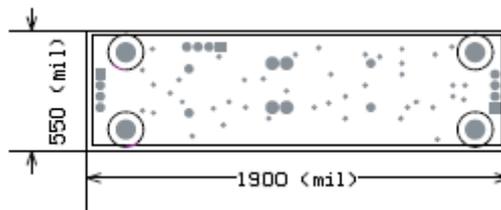


Figura 4.3 Dimensiones del módulo EH300.

Seguidamente, se detallarán las especificaciones del medio en el que es aconsejable operar con este tipo de dispositivos:

- Rango de temperaturas en el que puede operar: 0 a 70 °C
- Temperatura máxima media de funcionamiento: 50 °C
- Temperatura de almacenamiento: -40 a + 85 °C
- Humedad: 90% (sin condensación)
- Protección: recubrimiento de epoxi.

Una vez vistas las especificaciones de los módulos de la serie EH300/301 se procedió al estudio del módulo específico EH300 que es el que se ha utilizado en este

Proyecto. Para realizar dicho estudio se aisló el EH300 y se realizaron diferentes pruebas en el laboratorio, las cuales se explicarán a continuación.

## 4.8 Análisis del dispositivo EH300 en el laboratorio

Con anterioridad se ha realizado el estudio previo del módulo EH300, a partir del cual se puede llegar a tener una idea del funcionamiento que se presupone del dispositivo. Seguidamente, se decidió realizar el cálculo del tiempo que tardaba en activarse la salida  $V_p$  del EH300 en función de determinadas señales de entrada.

Se estudiaron varias posibilidades para realizar la medida del tiempo de la forma más eficaz posible y que a su vez resultase sencilla de implementar. Las soluciones que se dieron fueron varias, desde la utilización de un simple cronómetro hasta hacerlo a partir de un pequeño circuito constituido a base puertas lógicas. Tras analizar las diferentes opciones se decidió implementar un instrumento virtual (VI, de inglés *Virtual Instrument*) en LabVIEW [10] que se encargase de esa función.

La comunicación entre el PC, los aparatos de medida y el generador de señales se ha hecho mediante conexión por cable GPIB (del inglés *General-Purpose Instrumentation Bus*), Figura 4.4. Este tipo de cable es un bus estándar de datos digital de corto rango desarrollado por Hewlett-Packart en los años 70 para conectar dispositivos de test y medida tales como multímetros y osciloscopios, con dispositivos que los controlen, por ejemplo un ordenador. En 1987 fue estandarizado por el

Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, del inglés *Institute of Electrical and Electronics Engineers*), como IEEE-488 (488.1).

El cable GPIB permite que hasta 15 dispositivos inteligentes compartan un simple bus paralelo de 8 bits, mediante conexión en cadena, siendo el dispositivo más lento el que determine la velocidad de transferencia. La máxima velocidad de transmisión está sobre 1 Mbps en el estándar original y en 8 Mbps con el IEEE-488.1-2003 (HS-488).

Las 16 líneas que componen el bus están agrupadas en tres grupos de acuerdo con sus funciones: 8 de bus de datos, 3 de bus de control de transferencia de datos y 5 de bus general.



**Figura 4.4** Conectores Apilados IEEE-448.

La finalidad del VI desarrollado es la de activar de forma simultánea el generador de funciones *Agilent 33220A*, el cual va a dar la señal de entrada a nuestro dispositivo EH300, y a su vez activar también la adquisición de los datos leídos a partir de un

multímetro *Agilent 3458A*. Se irá comprobando la lectura del multímetro hasta que esta tome el valor de 3,6V en la patilla V+ del EH300, voltaje establecido por el fabricante en el cual se activa la salida del dispositivo. O lo que es lo mismo, se irá comprobando el valor del pin V<sub>P</sub> hasta el momento en el que se active. En este momento, el VI diseñado se detendrá devolviendo la medida del tiempo, en milisegundos, que ha tardado en realizarse la acción.

La distribución que tiene el Panel Frontal del VI una vez finalizada su implementación se muestra en la Figura 4.5.

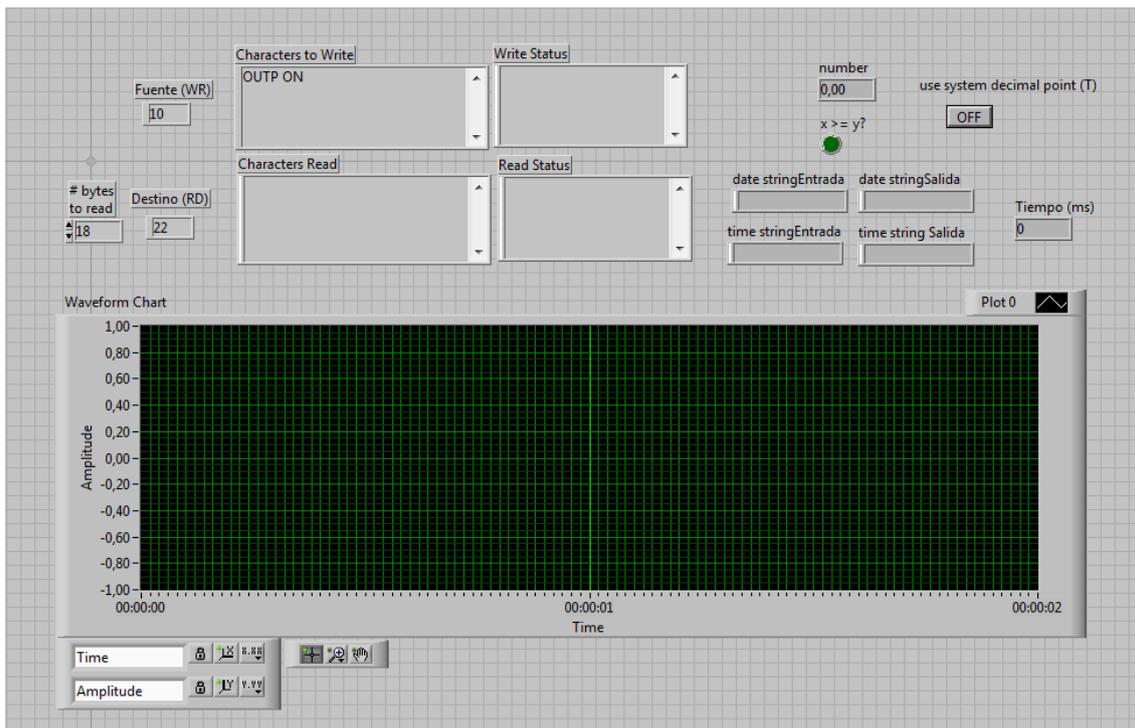


Figura 4.5 Panel frontal VI.

A continuación, se pasará a detallar las siguientes secciones que se pueden apreciar en el panel frontal.

En un primer lugar, se dispone de la zona de comunicación con los diferentes aparatos de medida. En la parte superior izquierda de la Figura 4.5 se observa la zona de comunicación con el generador de señales. Inicialmente se detalla en los controles Fuente (WR) y Destino (RD) la dirección que tiene asignada cada uno de los dispositivos, que en este caso será un 10 para el generador y un 22 para el multímetro.

En la zona *Characters to Write*, detallada en la Figura 4.6, se escribe la orden que se enviará posteriormente al generador. Para éste caso simplemente será activada la salida de la fuente con el comando *OUTP ON*. La señal que se va a generar se ha definido con anterioridad directamente en el generador de señales, fijando sus diferentes parámetros: tipo de señal, amplitud, frecuencia, retardos, etc.

En el indicador *Characters Read* se obtendrá la lectura que el multímetro hace de la señal V+, que es la que interesa para esta aplicación. Dicha lectura se actualizará a la misma vez que hace la lectura el multímetro. El tiempo de actualización no depende del usuario, ya que es el tiempo que el multímetro emplea internamente en hacer la lectura y mostrarla, aunque aproximadamente se podría decir que es del orden de entre los 400 y los 600 milisegundos.

En los sectores de los indicadores tanto de *Write* como de *Read Status* se muestran los diferentes mensajes de error que puedan existir durante la comunicación, interrumpiéndose la ejecución del programa cuando se activa alguna de ellas.

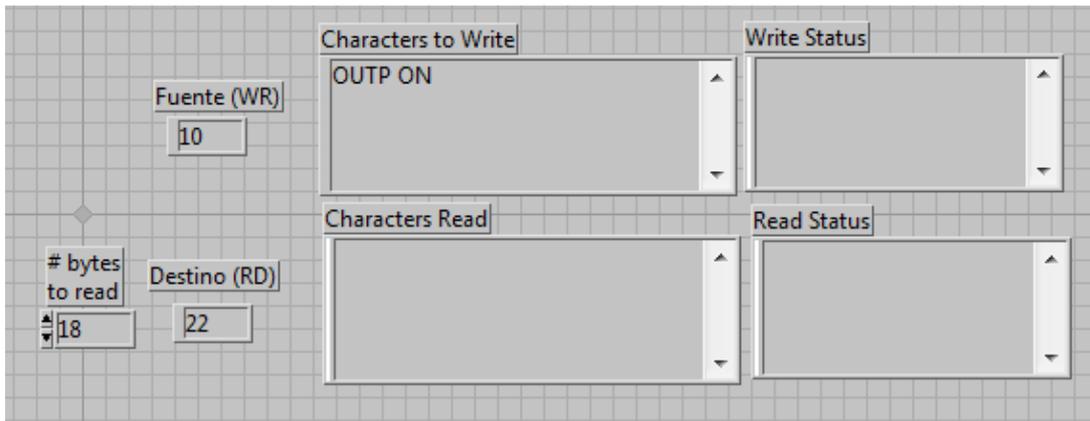


Figura 4.6 Comunicación mediante GPIB.

Los siguientes indicadores que serán analizados son *Number* y  $X \geq Y$ , reflejados en la Figura 4.7. El indicador *Number* muestra el resultado de la conversión del dato obtenido del osciloscopio, el cual se toma a partir del indicador *Characters Read*, a formato decimal. Es necesaria esta conversión ya que la lectura que obtenemos del multímetro a través del GPIB en la zona *Characters Read* es de tipo *String*, es decir, tiene forma científica (0.00e00) y no podemos hacer operaciones con él. Por consiguiente, este tipo de dato se ha tenido que convertir a formato DBL. El formato DBL se utiliza para números en coma flotante de doble precisión de 64 bits. Una vez en DBL se pueden realizar las operaciones de comparación y de esta forma, detectar cuando el valor leído es mayor o igual a 3,6 V. El indicador booleano  $X \geq Y$  nos indica cuando el valor leído ( $X$ ) es mayor al valor ya fijado 3,6 V ( $Y$ ). Cuando detectamos este valor se detiene la ejecución de nuestro programa.

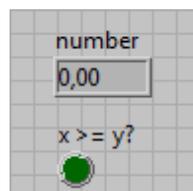
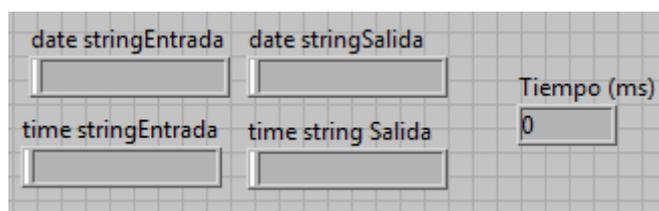


Figura 4.7 Lectura del multímetro y detección del valor 3,6V.

También se podrá disponer de una representación visual del momento de comienzo de la ejecución del programa y el de finalización, así como del tiempo que se ha tardado en ejecutar la aplicación. El tiempo que se pretende calcular es la diferencia entre ambos periodos, el de comienzo y el de finalización. Como se puede ver en la Figura 4.8 se dispone de cuatro indicadores en los cuales quedan plasmados tanto la fecha de comienzo como de final del programa (*date string*), como la hora (*time string*). El indicador Tiempo (ms) da el tiempo que ha tardado el programa desde su activación hasta la detección de la activación de la salida del EH300.



**Figura 4.8** Lectura de los tiempos de ejecución.

Por último, en el Panel Frontal se dispone del *Waveform Chart*, el cual representa de forma gráfica los valores obtenidos en el multímetro cada vez que se actualiza. Al finalizar el programa se puede ver la representación de la forma de onda que tendría un condensador durante el periodo de carga, ya que la señal V+, al fin y al cabo es la señal de carga del condensador del EH300.

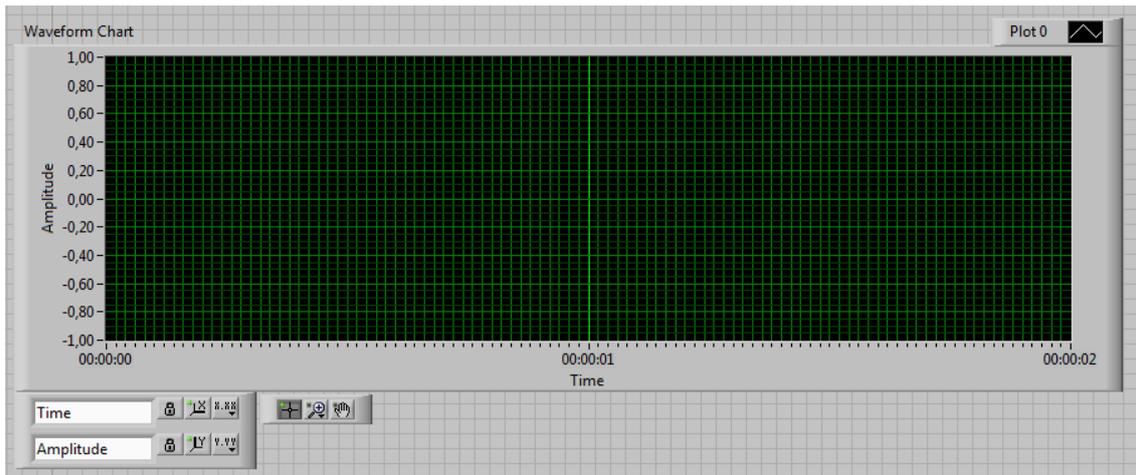


Figura 4.9 Representación gráfica de los valores leídos.

Una vez explicada la apariencia que va a tener el programa con su correspondiente Panel Frontal y sus controles e indicadores, nos disponemos a examinar cual es el esquema que se ha seguido a la hora de elaborar el Diagrama de Bloques correspondiente al programa en sí del LabVIEW [10].

Se determinó utilizar una estructura secuencial, ya que, tras varios intentos y modelos diferentes, fue el más eficaz y el que menos problemas daba a la hora de ejecutarse. El problema principal que se encontró fue que en una misma secuencia de ejecución no se conseguía activar los dos dispositivos simultáneamente, tanto el multímetro como el generador. Tras varias modificaciones en el esquema se llegó a la conclusión de que se podía activar en una primera secuencia el generador de señales e inmediatamente después (en la siguiente secuencia). Esto es posible, ya que como se explicó anteriormente, el multímetro tarda unas décimas de segundo en realizar la medida y enviar esa lectura al PC, tiempo más que suficiente para pasar de una secuencia a otra.

A continuación, se pasará a explicar cada una de las secuencias de nuestro programa.

En la primera secuencia (Figura 4.10), se pueden distinguir tres bloques o acciones diferentes. Una primera en la que enviamos la información que queremos al generador de señales. Como se puede comprobar los controles e indicadores que se explicaron anteriormente para el Panel Frontal, tienen su representación en el Diagrama de Bloques, de ésta manera se facilitará el cableado y su integración dentro de la herramienta virtual. De esta manera podemos ver que introduciendo la dirección del dispositivo (Fuente (WR)) en el Diagrama de Bloques nuestro programa reconoce el dispositivo que será el receptor de la información enviada. Este bloque funcional, *GPIO Write*, dispone de un *timeout*, el cual nos sirve para si en 5 segundos no se ha conseguido establecer comunicación con el dispositivo pertinente, salir de la aplicación mostrando un mensaje de error. Seguidamente, se puede observar otro bloque funcional el cual sirve para captar la fecha y hora de inicio. El programa utilizará esta lectura como fecha y hora de inicio de la aplicación. Finalmente, se puede observar un último bloque funcional, un reloj, que comienza una cuenta en el instante que activamos el programa, el cual se encuentra cableado hacia la salida de la secuencia, ya que la cuenta no finalizará aquí, sino que continuará hasta el final de la ejecución. Una vez realizadas todas estas acciones, las cuales al ser independientes pueden ejecutarse en paralelo, pasamos a la siguiente secuencia.

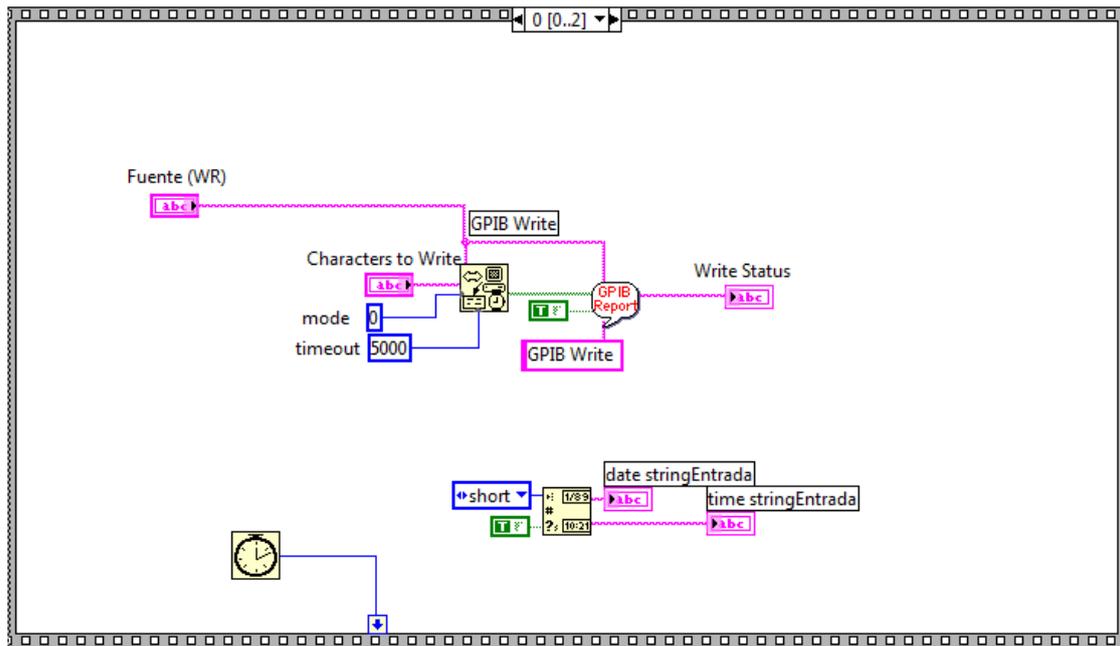


Figura 4.10 Secuencia 0.

La secuencia 1 corresponde a la segunda secuencia, que es en el que se lleva a cabo la lectura de las medidas procedentes del multímetro. Como se puede ver, en el esquema de la Figura 4.11, esta secuencia está formada por un gran bucle *while loop*, por consiguiente, estaremos dentro de esta secuencia hasta que la medida que envía el multímetro alcance el valor indicado 3,6 V. Inicialmente, se puede ver el bloque funcional que ejecuta la acción de recibir datos del GPIB, este bloque es el *GPIB Read*. Como se puede ver también dispone de un *timeout* de 5 segundos, como el *GPIB Write*. Posteriormente, se lleva a cabo una serie de operaciones y modificaciones con las medidas tomadas, estas operaciones se realizan a partir del indicador *Characters Read*, el cual almacena el valor leído en formato *string*, formato que no nos vale, ya que todas las operaciones han de ejecutarse con formato DBL. Por consiguiente, el *string Characters Read*, es transformado a DBL a través de un bloque funcional, a cuya salida tenemos el indicador *Number*, que es a su vez el valor

leído con el que vamos a trabajar. En primer lugar, representaremos éste valor en el *Waveform Chart*, seguidamente lo compararemos con el valor 3,6 V. Si Number, es mayor o igual al valor establecido (3,6) se iluminara el indicador  $X \geq Y$  y se finalizará esta secuencia. De lo contrario, se mantendrá dentro del *while loop* hasta que se dé esta situación.

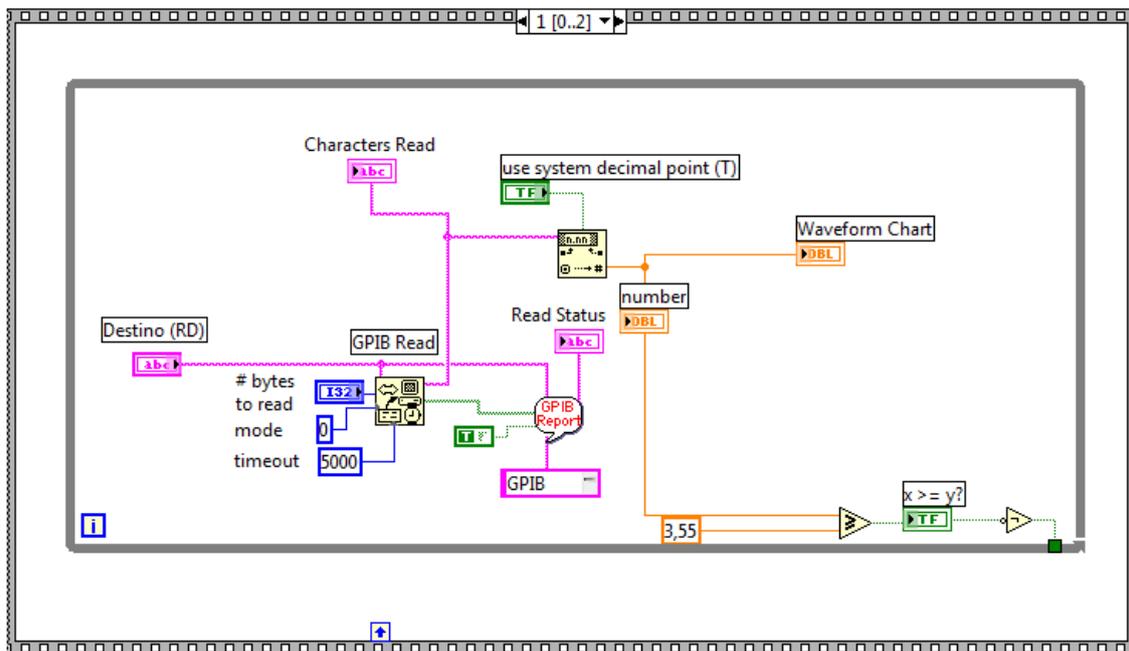


Figura 4.11 Secuencia 1.

El grueso del programa ya se ha realizado. La función de la última secuencia (secuencia 2) es detener los contadores iniciados en la primera secuencia y mostrar sus valores. Como se puede comprobar en la Figura 4.12, a esta secuencia entra un indicador del exterior, este es el correspondiente al contador inicializado en la primera secuencia. Para tener un valor exacto del valor temporal, lo que se hace es inicializar otro contador igual al de la primera secuencia y restar los valores de ambos, de esta forma tenemos el valor real que se ha tardado en ejecutar la aplicación. Finalmente, se

deja constancia tanto de la fecha como de la hora a la que se ha finalizado la ejecución de nuestro programa.

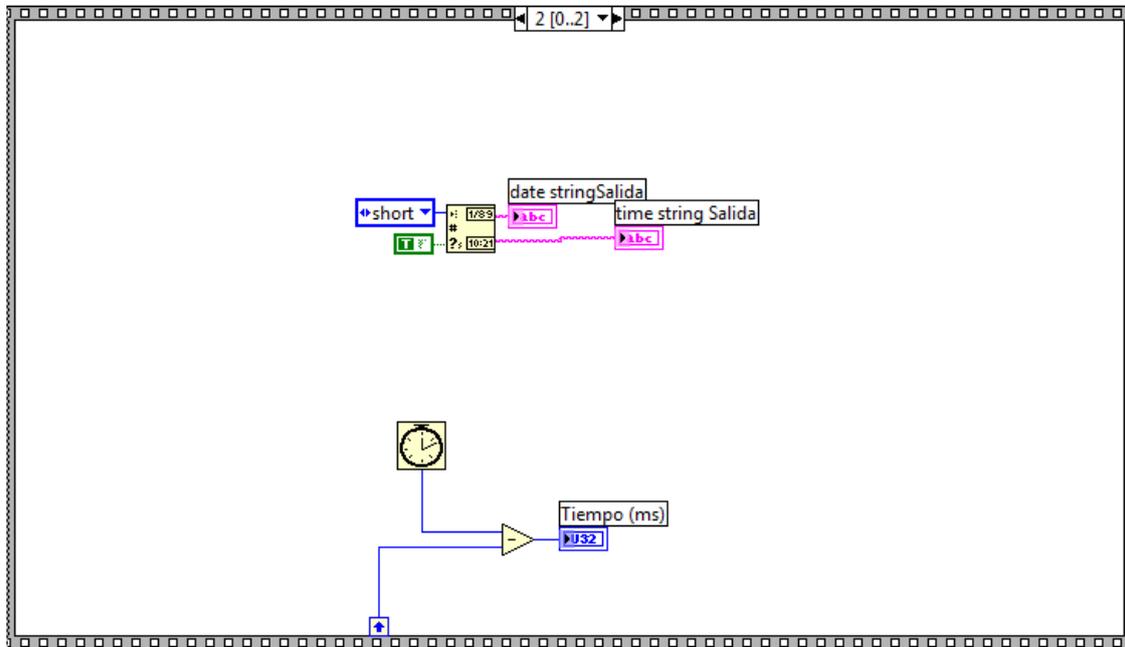


Figura 4.12 Secuencia 2.

Una vez explicado como se ha llevado a cabo el desarrollo de la herramienta virtual desarrollada en LabVIEW [10] se pasará a analizar los resultados obtenidos.

## 4.9 Estudio de los resultados obtenidos

Como ya se ha explicado anteriormente la finalidad del programa desarrollado en LabVIEW[10] es calcular el tiempo que tarda en activarse la salida del módulo EH300, momento en que el valor de la tensión V+ alcanza el valor aproximado de 3,6 V, o lo que es lo mismo, momento en el cual se activa la señal de salida, V<sub>p</sub>.

Una vez realizado el estudio se demuestra que este tiempo varía en función de la frecuencia de la señal de entrada para una tensión fija. Inicialmente se suponía este valor en 3,6 V, dado por el fabricante en el *datasheet*. A partir de las medidas realizadas y analizando la respuesta del EH300, se observó que el momento en el que se activa la salida varía en función de la potencia de la señal de entrada en un rango aproximado de 3,55 V a 3,75 V. Es decir, a señales menos potentes el dispositivo EH300 espera a que el valor de la tensión  $V_+$  alcance un valor aproximado de 3,75 V y para señales más potentes a partir de los 3,55 V la señal de salida se puede activar. *A priori*, podría parecer insignificante la diferencia entre un valor y otro, pero en función de la tensión y las características de la señal con la que estemos trabajando, este valor se puede alcanzar, o no, así que una mínima variación se hace notar.

Se ha realizado una batería de pruebas con las varias señales de entrada diferentes. Señales senoidales con una tensión de entrada de 5 Vp, 4 Vp, 3 Vp, 2,5 Vp y 2,3 Vp. Señales cuadradas de 5 Vp, 4 Vp, 3 Vp y 2,3 Vp. Señales triangulares de 5 Vp, 3 Vp y 2,5 Vp. Trenes de pulsos, de amplitud 5 Vp, 3 Vp y 2,5 Vp y a su vez cada uno de estos trenes de pulsos con unos *duty cycles* del 10, 50 y 75% respectivamente.

En primer lugar se analizará la respuesta para entradas de señales senoidales. En concreto comenzaremos por observar la respuesta del EH300 para una entrada senoidal de 5 Vp. El resultado se observa en la Figura 4.13.

- A partir de aproximadamente 500 mHz hasta casi 1 KHz el tiempo de carga del condensador oscila entre 2 segundos y 1,5 segundos.
- Entre 1 KHz y aproximadamente 100 KHz, el tiempo de carga es menor, ya que oscila entre 1 segundo y 1,5 segundos, siendo el menor tiempo de carga conseguido 1,3 segundos.
- Siguiendo entre 100 KHz y 1 MHz el tiempo de carga se va incrementando desde los 1,8 segundos a 4,8 segundos.
- Y a partir de 1 MHz hasta 5 MHz el tiempo se incrementa hasta los 50 segundos.

A partir de estos resultados la gráfica que se puede obtener es la mostrada en la Figura 4.13.

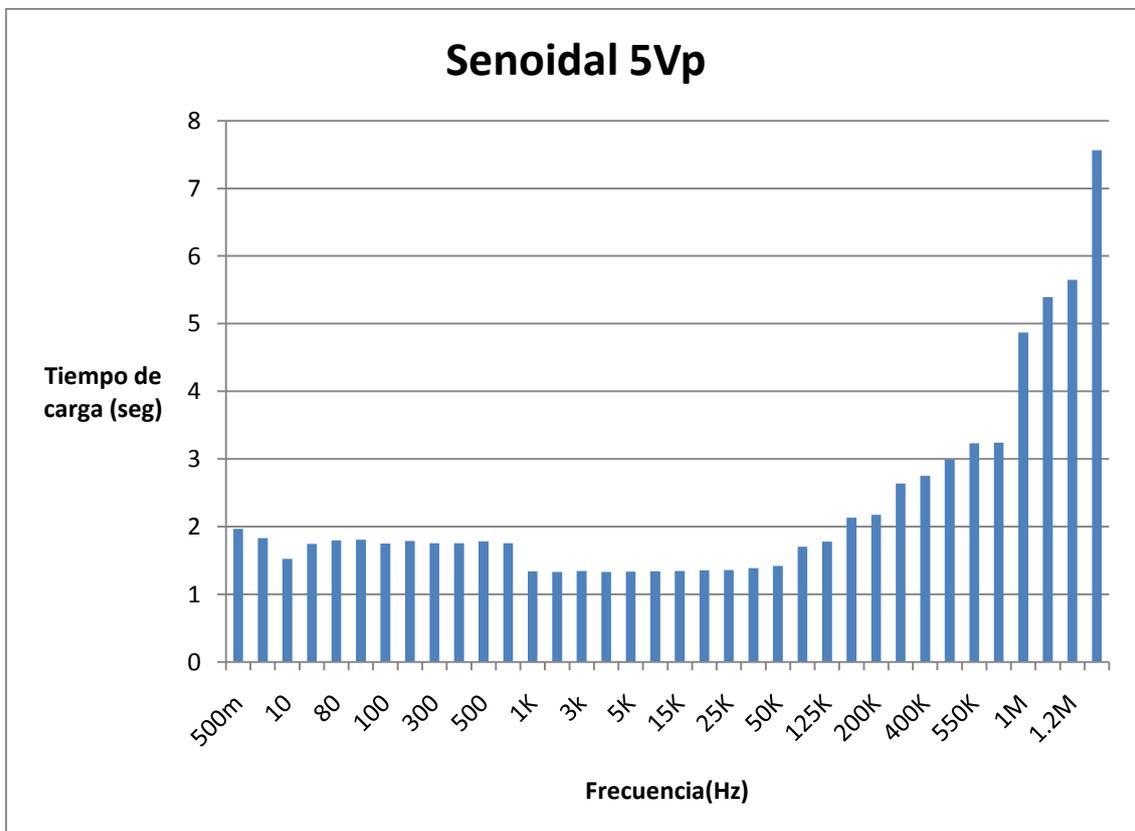
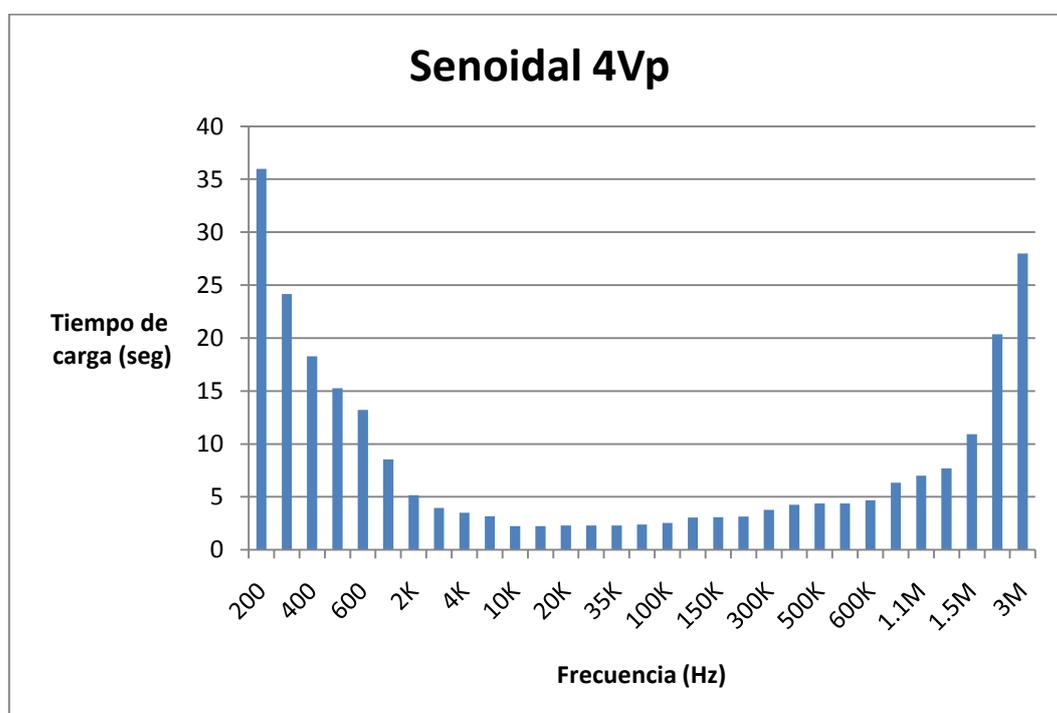


Figura 4.13 Respuesta para entrada senoidal de 5Vp.

Siguiendo la misma metodología, los resultados obtenidos para una señal Senoidal de 4 Vp son los siguientes.

- Desde 200 Hz hasta 1 KHz el tiempo de carga va decreciendo desde 36 segundos hasta 8 segundos.
- Las frecuencias comprendidas entre 1 KHz y 1,2 MHz provocan un tiempo de carga del condensador comprendido entre aproximadamente 5 segundos y 8 segundos. Se puede observar que a partir de 1MHz la señal de salida posee un nivel de ruido considerable.
- Y para concluir el análisis de la señal de 4 Vp el tiempo de carga del condensador a partir de 1,2 MHz hasta 5 MHz ya se dispara el tiempo a partir de los 11 segundos hasta los casi 263 segundos que se tarda en cargar con señales de 5 MHz.

La gráfica que representa los valores obtenidos se muestra en la Figura 4.14.



**Figura 4.14** Respuesta para entrada senoidal de 4Vp.

Las medidas efectuadas para una señal senoidal de 3 Vp nos dan los siguientes resultados:

- Hasta aproximadamente 3 KHz los tiempos de carga del condensador van disminuyendo desde los, por ejemplo, 70 segundos que tarda en cargar para 400 Hz hasta los 10 segundos que es el tiempo de carga del condensador para 3KHz.
- A partir de 3 KHz hasta 400 KHz el tiempo se mantiene entre 10 segundos y 5 segundos.
- A partir de 400 KHz hasta aproximadamente 1,5 MHz el tiempo de carga está en torno a 11,5 segundos.
- Desde 1,5 MHz el tiempo de carga va aumentando hasta alcanzar aproximadamente a una frecuencia de 3 MHz un valor de 48 segundos.

En la gráfica de la Figura 4.15 se representan todas estas variaciones.

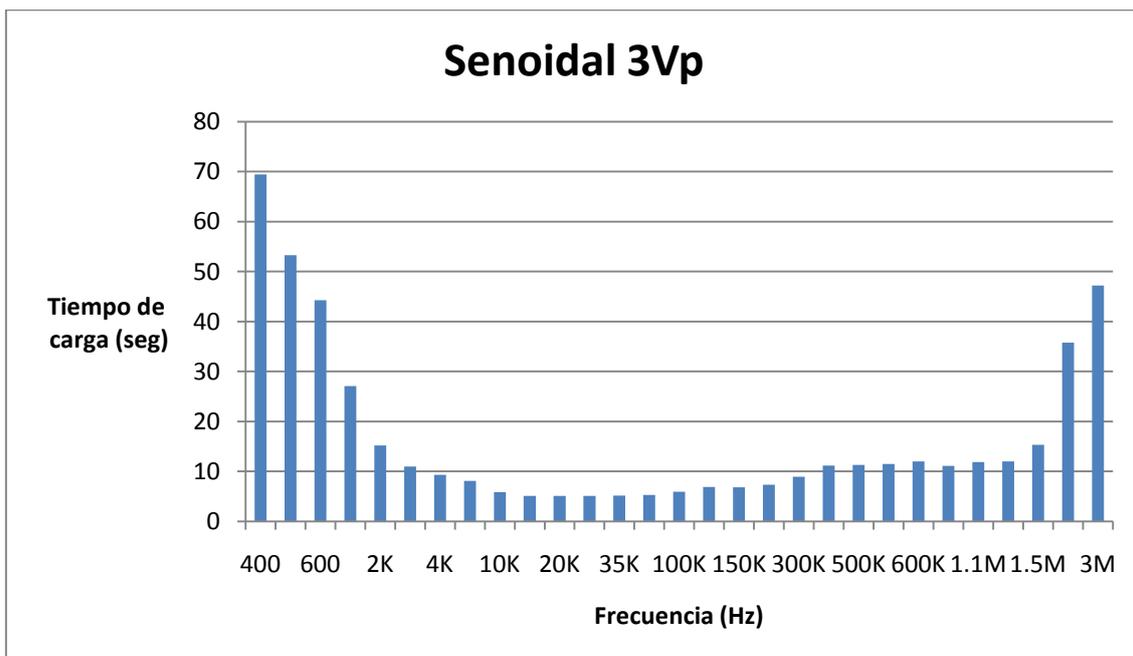
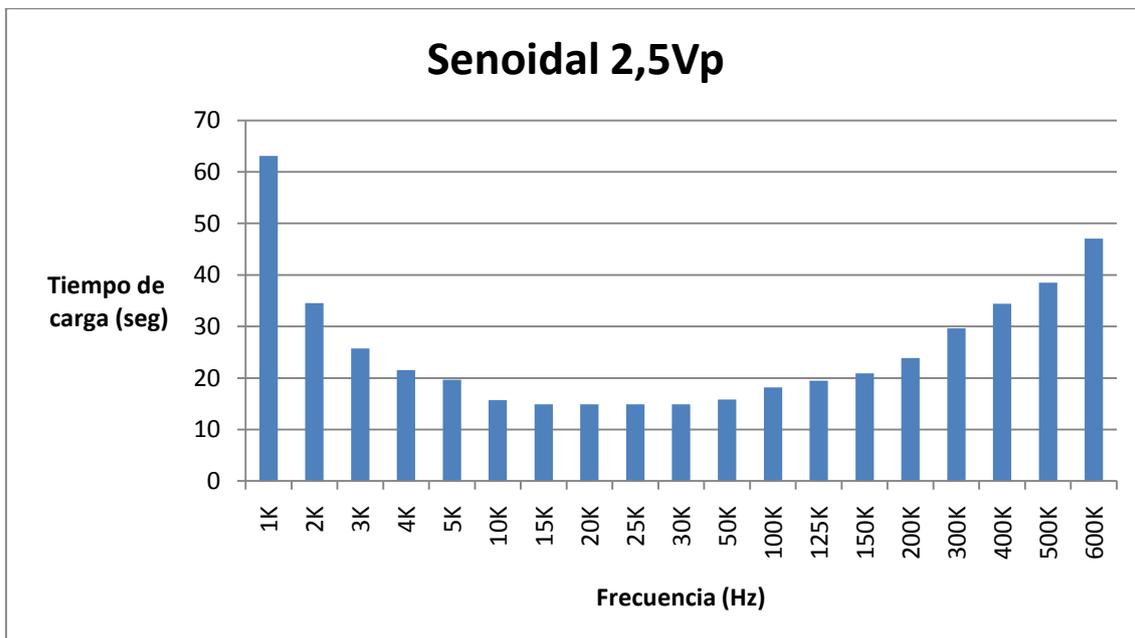


Figura 4.15 Respuesta para entrada senoidal de 3Vp.

Ahora realizaremos el análisis de una señal senoidal de 2,5Vp:

- Para las señales comprendidas entre 2 KHz y 5 KHz, el tiempo de carga del condensador van decreciendo entre los 35 segundos y los 20 segundos.
- Para los valores de frecuencia entre 10 KHz y 150 KHz los tiempos varían entre 15,5 segundos y los 20,8 segundos, de la siguiente manera.
- Y por último para frecuencias a partir de 125 KHz hasta 1 MHz los tiempos aumentan desde 20 segundos hasta los 80 segundos.

La gráfica obtenida a partir del estudio de los tiempos medidos es la que se muestra en la Figura 4.16.



**Figura 4.16** Respuesta para entrada senoidal de 2,5Vp.

Por último se ha realizado la medida de los tiempos para una señal senoidal de 2,3Vp. Los resultados se muestran en la Figura 4.17. Como se puede comprobar, los

tiempos de carga son muy elevados, por lo que el número de muestras es menor que para otras señales:

- Para señales entre 5 KHz y 100 KHz el tiempo de carga del condensador es de entre 80 y 105 segundos.

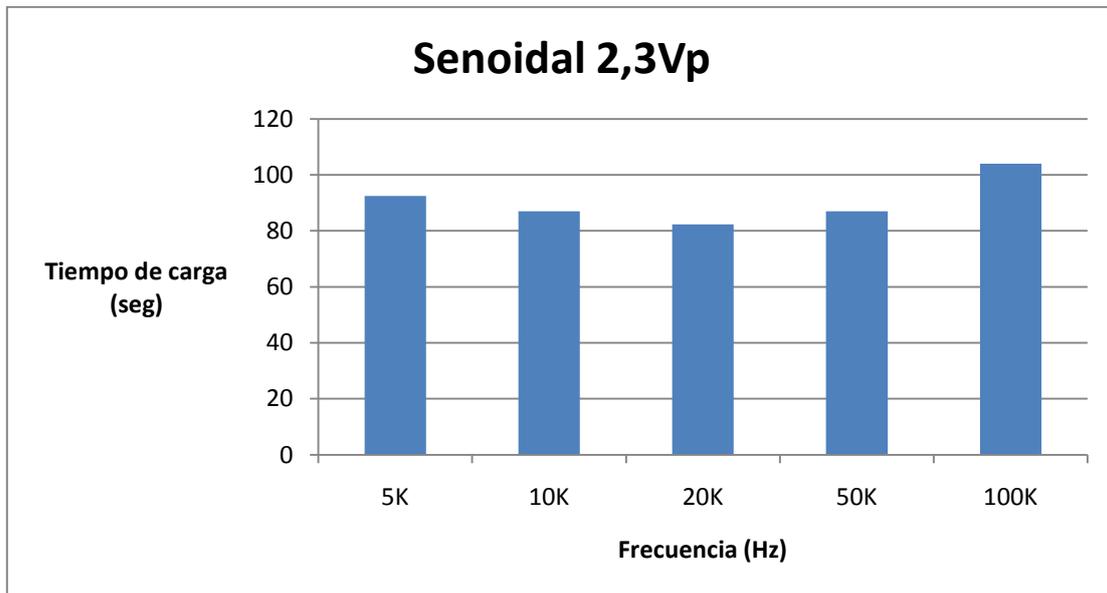


Figura 4.17 Respuesta para entrada senoidal de 2,3Vp.

Una vez finalizado el estudio para las señales senoidales, pasamos a las señales cuadradas. En primer lugar se analizará la respuesta para una señal cuadrada de 5 Vp:

- Para los valores de frecuencia desde 1 mHz hasta casi 1 MHz, el tiempo de carga del condensador es muy pequeño, de entre 1 segundo y 3 segundos.
- A partir de 1MHz el tiempo de carga se va incrementando hasta que a 10MHz se tiene un tiempo de aproximadamente 32 segundos.

- Para los 20MHz este valor es de 64 segundos.

La gráfica que representa estos valores es la que se puede ver en la Figura

4.18.

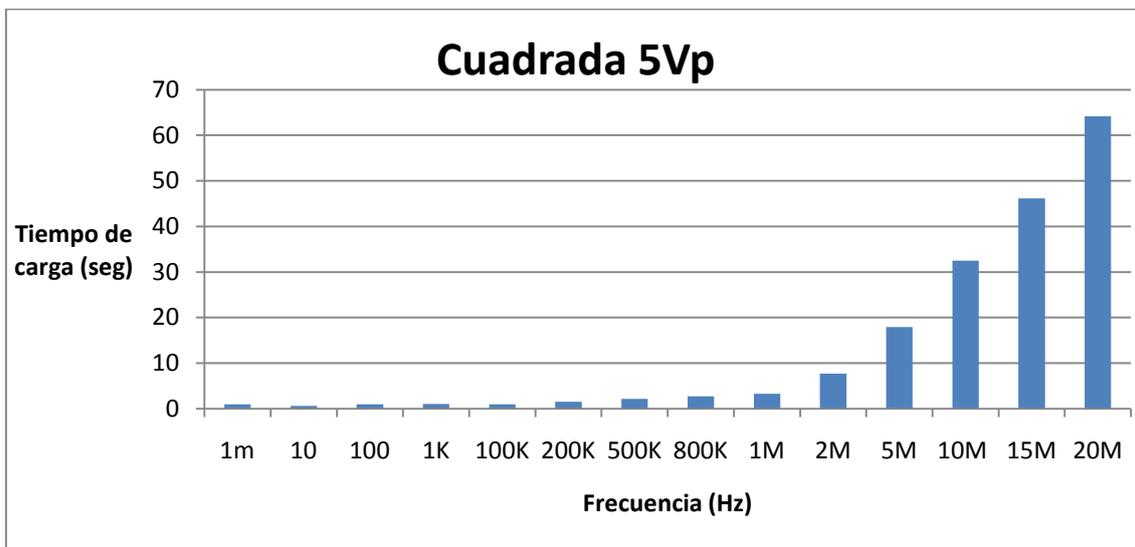


Figura 4.18 Respuesta para entrada cuadrada de 5Vp.

Ahora analizaremos los resultados obtenidos para una señal cuadrada de 4 Vp.

Podemos observar los siguientes rangos de tiempo:

- De 400 Hz hasta aproximadamente 1 KHz el tiempo de carga va disminuyendo desde 12 segundos para 400 Hz hasta 6 segundos que tarda en cargarse para una frecuencia de 1 KHZ.
- A partir de 2 KHz hasta 10 KHz el tiempo sigue disminuyendo de aproximadamente 4 segundos hasta 1,8 segundos.
- Entre 15 KHz y los 200 KHz el tiempo se estabiliza entre 1,3 segundos y 1,7 segundos.

- Desde 250 KHz hasta 1 MHz el tiempo comienza a aumentar hasta alcanzar 4 segundos aproximadamente.
- A partir de 1,5 MHz los tiempos se disparan alcanzando hasta 14 segundos en 2 MHz o 50 segundos a 50 MHz.

La gráfica que representa todas estas variaciones en los tiempos de carga es la que se muestra en la Figura 4.19.

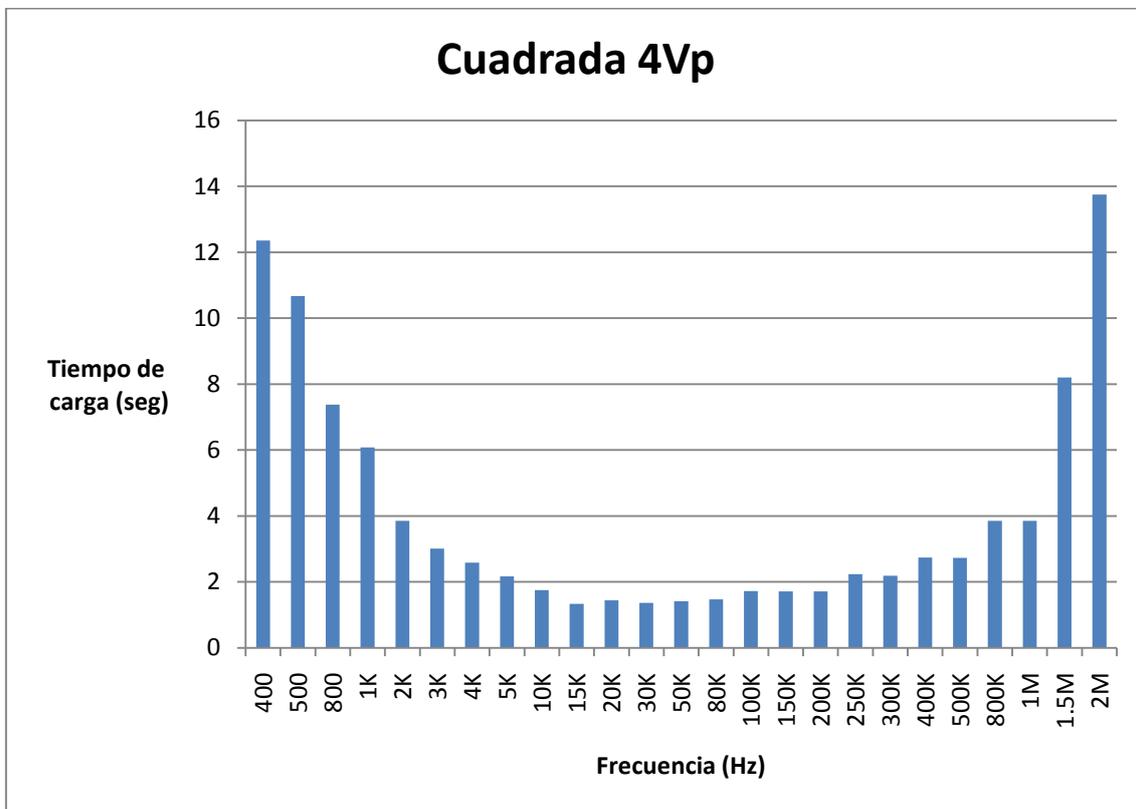


Figura 4.19 Respuesta para entrada cuadrada de 4Vp.

Continuaremos nuestro estudio con una señal cuadrada de 3 Vp. Para esta señal podemos ver que los tiempos de carga son los siguientes.

- Desde 1 KHz hasta aproximadamente 10 KHz el tiempo va disminuyendo desde 22,5 segundos hasta 3,5 segundos.
- A partir de 15 KHz hasta 300 KHz el tiempo de carga se mantiene más o menos constante entre 2,3 segundos y 3,4 segundos.
- Y ya pasando 400 KHz y hasta 1,5 MHz el tiempo comienza a aumentar desde 4 segundos hasta 13 segundos.
- Pasando de 1,5 MHz el tiempo ya se multiplica alcanzando para 5 MHz valores de hasta 222 segundos.

La gráfica que representa estas variaciones en el tiempo de carga es la que se muestra en la Figura 4.20.

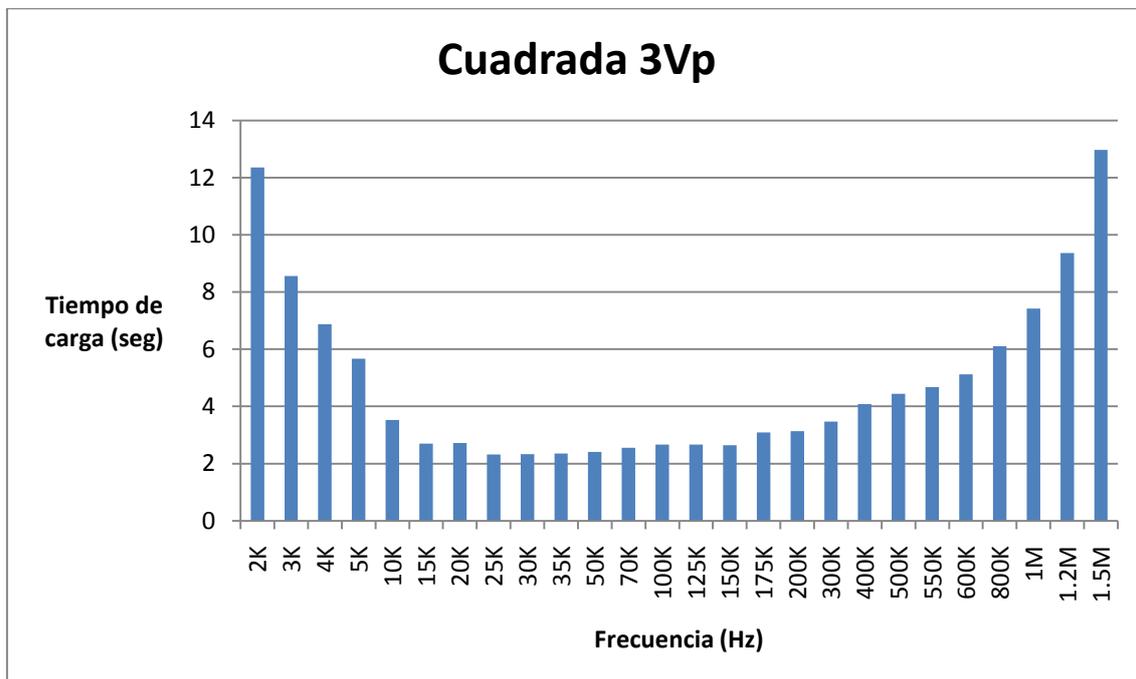


Figura 4.20 Respuesta para entrada cuadrada de 3Vp.

La siguiente señal para la que haremos el estudio será una señal cuadrada de 2,3 Vp. Para este tipo de señal se observa que:

- Para señales hasta 10 KHz el tiempo de carga va decreciendo desde 42 segundos aproximadamente, que es lo necesario para cargar a una frecuencia de 2 KHz, hasta 13,5 segundos que es el tiempo necesario para cargar a 10 KHz.
- A partir de 10 KHz y hasta 1 MHz, el tiempo se mantiene más o menos constante entre 12 y 9 segundos.
- Y a partir de 1MHz comienza a incrementarse nuevamente hasta alcanzar, por ejemplo, 45 segundos a 2 MHz o 110 segundos a 5 MHz.

La gráfica de la Figura 4.21 representa todos estos resultados obtenidos

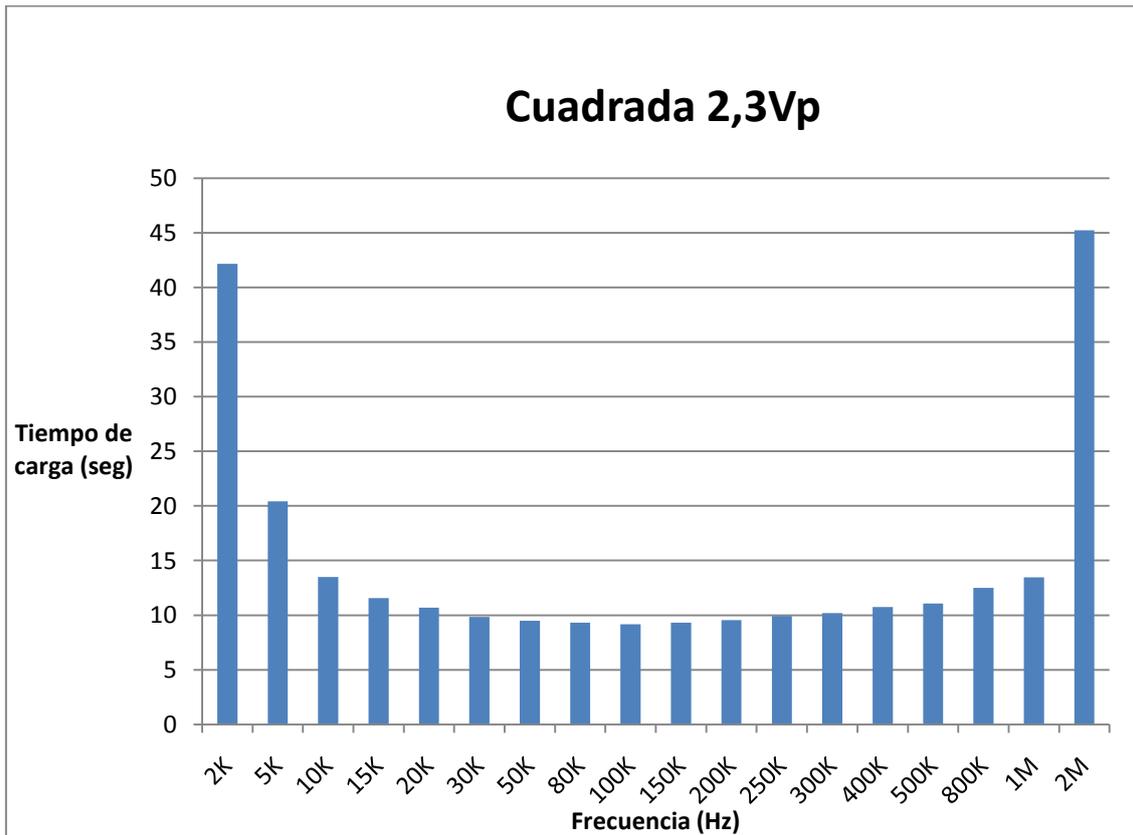


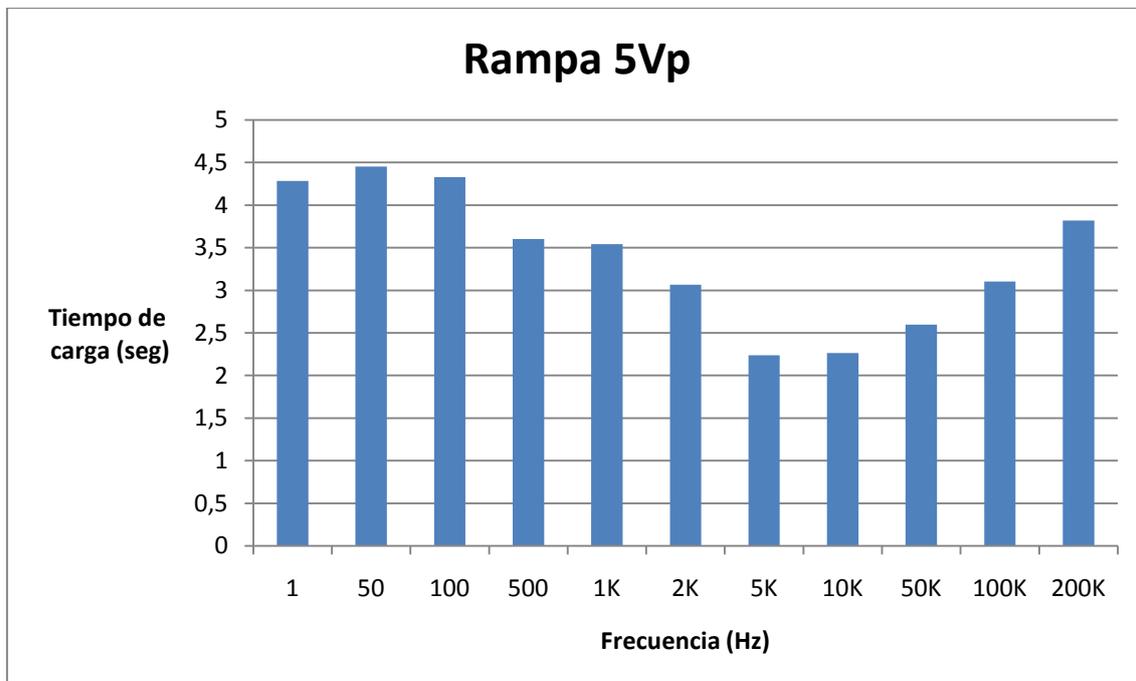
Figura 4.21 Respuesta para entrada cuadrada de 2,3Vp.

Una vez finalizado el análisis para las señales cuadradas nos disponemos a estudiar el comportamiento del EH300 para señales triangulares.

La primera que analizaremos será una señal triangular de 5 Vp, para la cual se observan los siguientes resultados:

- En la franja que comprende entre 1 Hz y 1 KHz aproximadamente, el tiempo de carga del condensador varía entre 4,5 segundos y 3,5 segundos.
- A partir de este valor el tiempo va aumentando desde 2,2 segundos aproximadamente que tarda en cargarse entre 5 y los 10 KHz, hasta, por ejemplo, 200 KHz que tarda en cargarse unos 4 segundos.

La gráfica resultante de este análisis es la mostrada en la Figura 4.22.



**Figura 4.22** Respuesta para entrada en rampa de 5Vp.

Continuaremos el análisis con una señal triangular de 3 Vp, los resultados obtenidos son los siguientes:

- Hasta 2 KHz el tiempo de carga va disminuyendo hasta alcanzar, por ejemplo, en 1 KHz el valor de 37,6 segundos.
- Desde 3 KHz hasta 200 KHz aproximadamente, el tiempo se mantiene en un rango entre 11 y 13 segundos.
- A partir de 200 KHz, el tiempo de carga del condensador va incrementándose hasta alcanzar en 500KHz un valor aproximado de 67,6 segundos.

La gráfica con la que se puede apreciar mejor la variación del tiempo a partir de la frecuencia de entrada se muestra en la Figura 4.23.

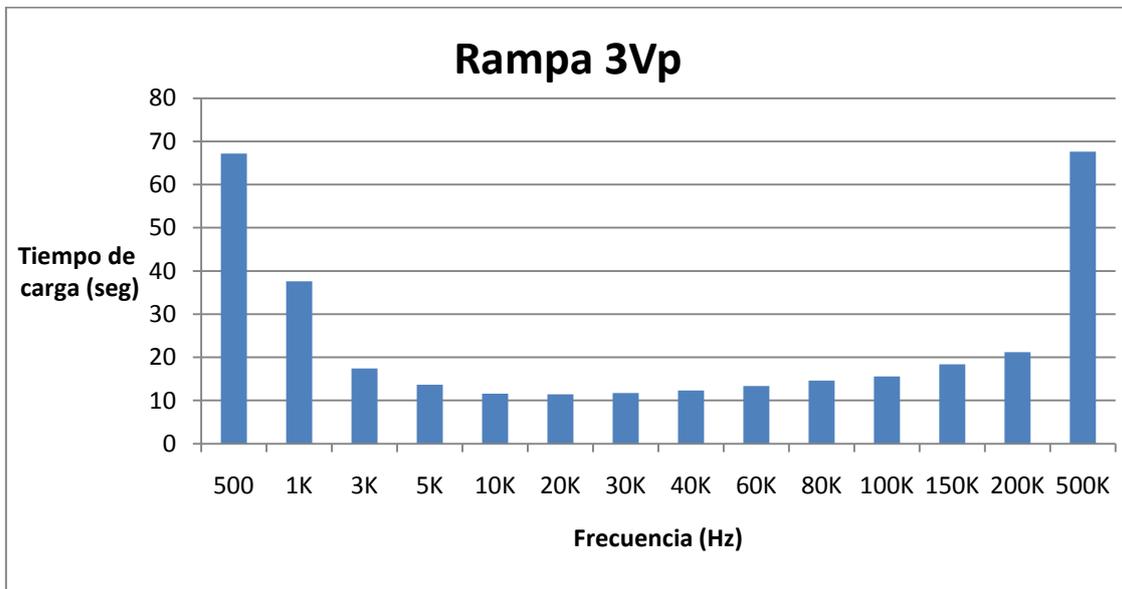
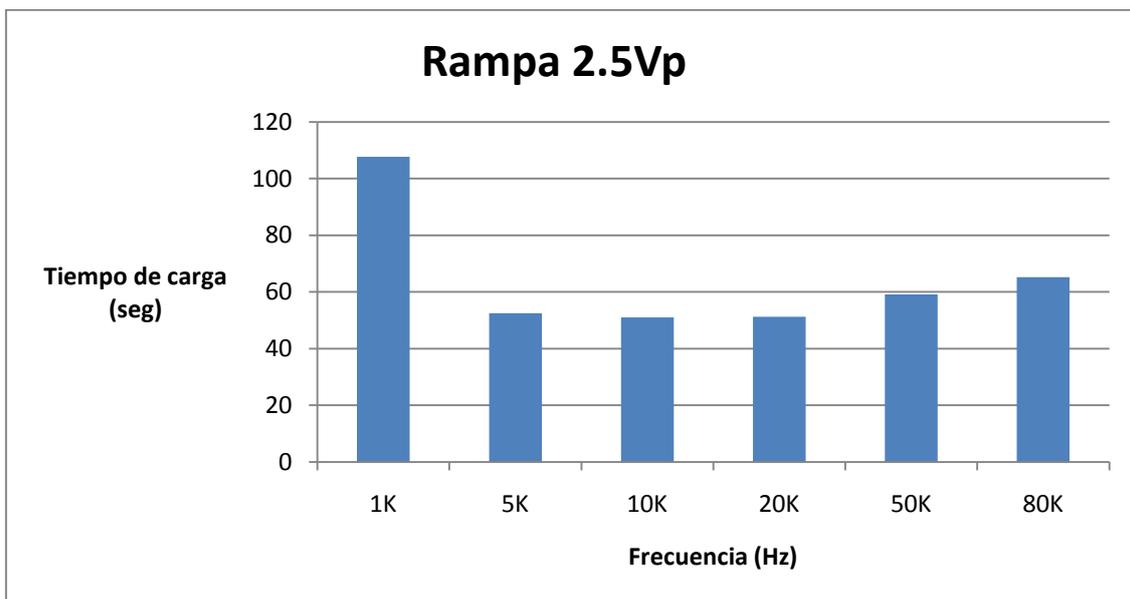


Figura 4.23 Respuesta para entrada en rampa de 3Vp.

Y para terminar con las señales triangulares analizamos los tiempos de carga del EH300 para los distintos valores de frecuencia de una entrada triangular de 2,5 Vp:

- Como se puede observar en la Figura 4.24 los tiempos de carga para este tipo de señal de entrada son muy elevados, siendo el tiempo mínimo de carga conseguido de unos 50 segundos.



**Figura 4.24** Respuesta para entrada en rampa de 2,5Vp.

Una vez finalizado el estudio para las señales triangulares pasamos a los trenes de pulsos.

Lo primero que analizaremos será un tren de pulsos de 5Vp. Para esta señal de entrada se medirán los tiempos de carga para unos ciclos de trabajo del 10%, del 50% y del 75%.

Cuando realizamos la representación gráfica de los resultados obtenidos para estos valores, se comprueba que dicha representación es similar para cada uno de los ciclos de trabajo, dividiéndose en las siguientes franjas temporales.

- Entre 1 KHz y 120 KHz el tiempo de carga no tiene mucha variación.
- A partir de 150 KHz el tiempo de carga va aumentando.

Las representaciones gráficas para cada uno de los ciclos de trabajo son las mostradas en las Figuras Figura 4.25, Figura 4.26 y Figura 4.27:

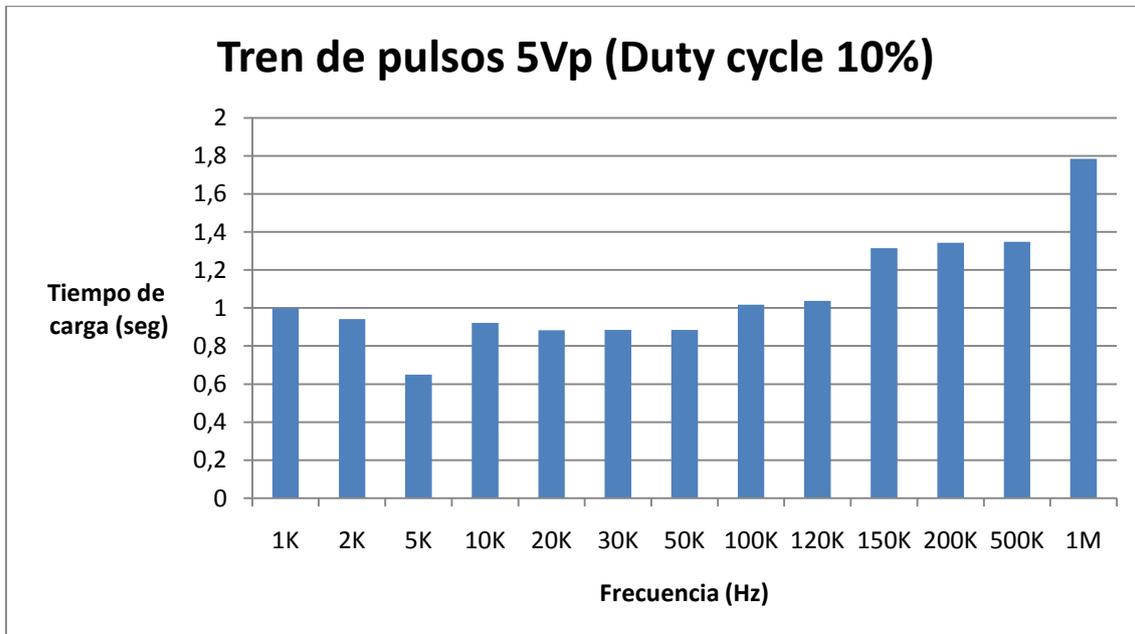


Figura 4.25 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 10%.

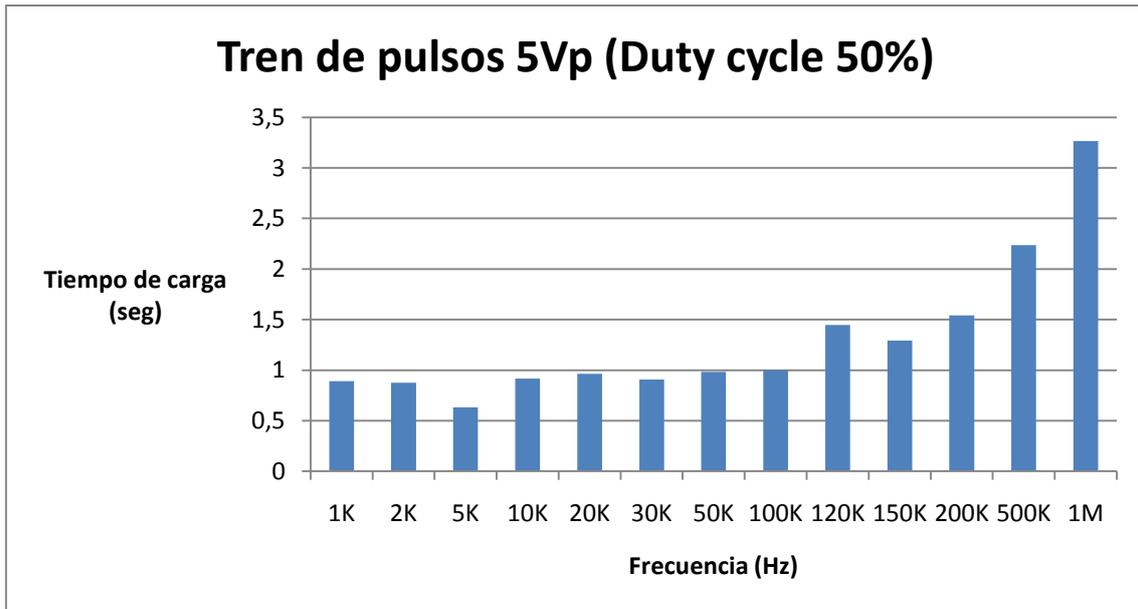


Figura 4.26 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 50%.

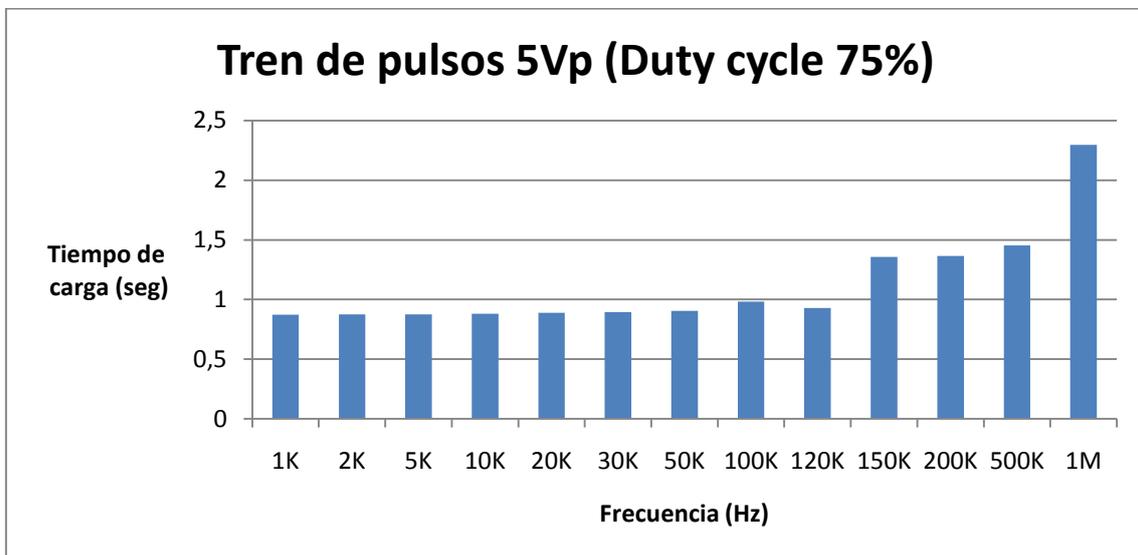


Figura 4.27 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 5Vp y un duty cycle del 75%.

Ahora llevaremos a cabo el análisis de un tren de pulsos de 3 Vp para los mismos ciclos de trabajo que calculamos anteriormente.

Al igual que en el caso anterior, la gráfica que se dibuja con los resultados finales es similar para cada uno de los ciclos de trabajo, pudiendo dividirse en las siguientes partes:

- Para valores entre 1 KHz y 10-15 KHz, el tiempo de carga del condensador va disminuyendo su valor.
- A partir de 15 KHz hasta los aproximadamente 175 KHz se mantiene en torno a un valor determinado.
- Pasando los 175 KHz ya los tiempos aumentan.

Las gráficas mostradas en las Figuras Figura 4.28, Figura 4.29 y Figura 4.30 son las resultantes del estudio para el tren de pulsos de 3Vp.

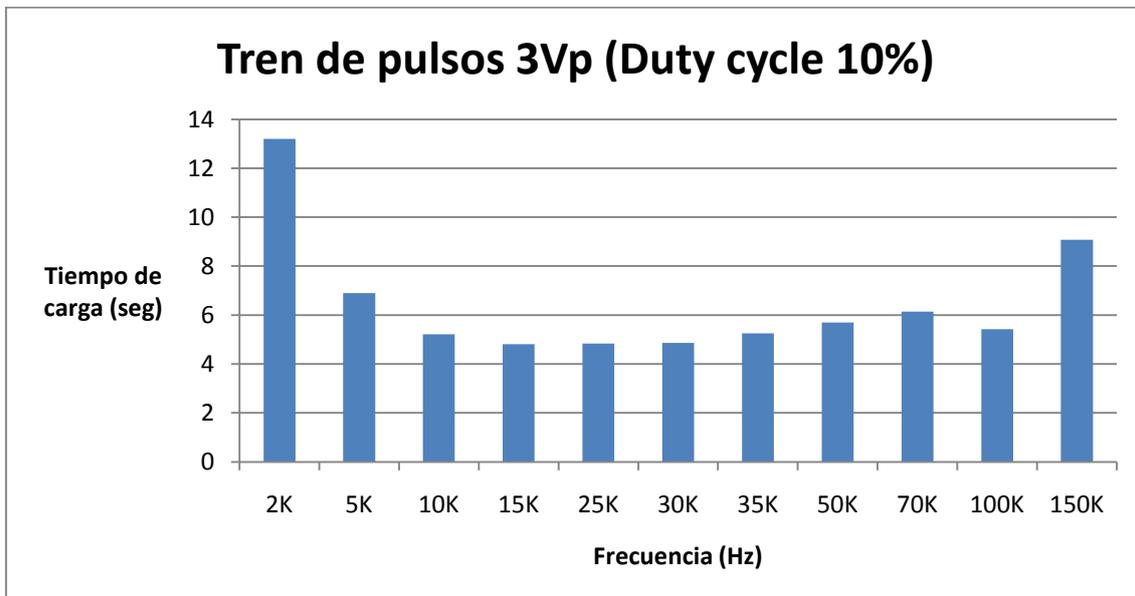


Figura 4.28 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 10%.

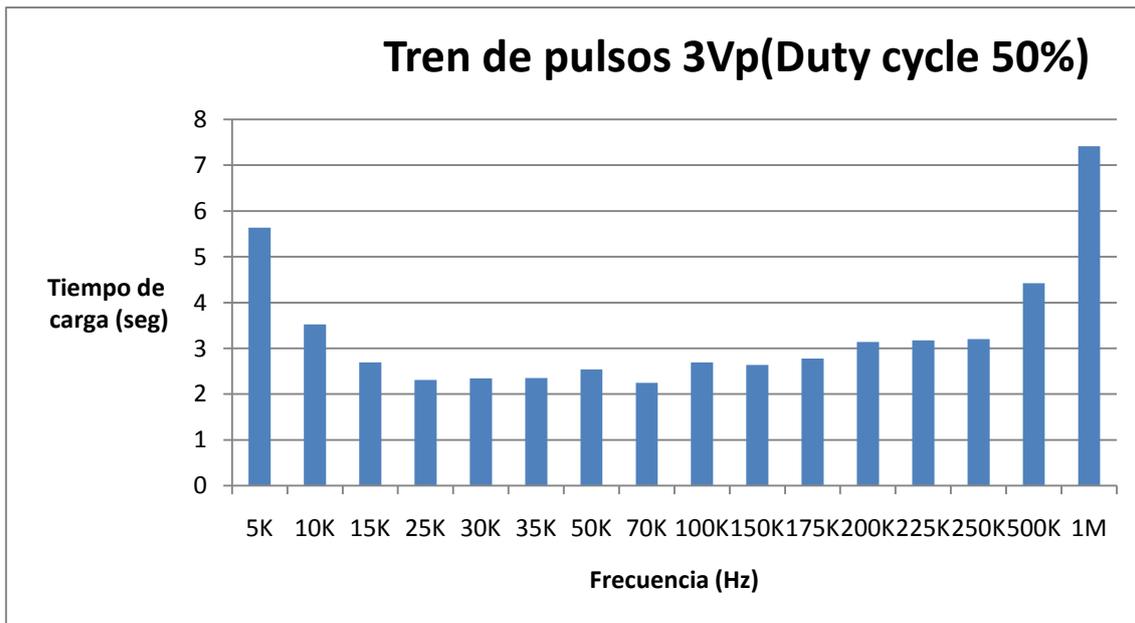


Figura 4.29 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 50%.

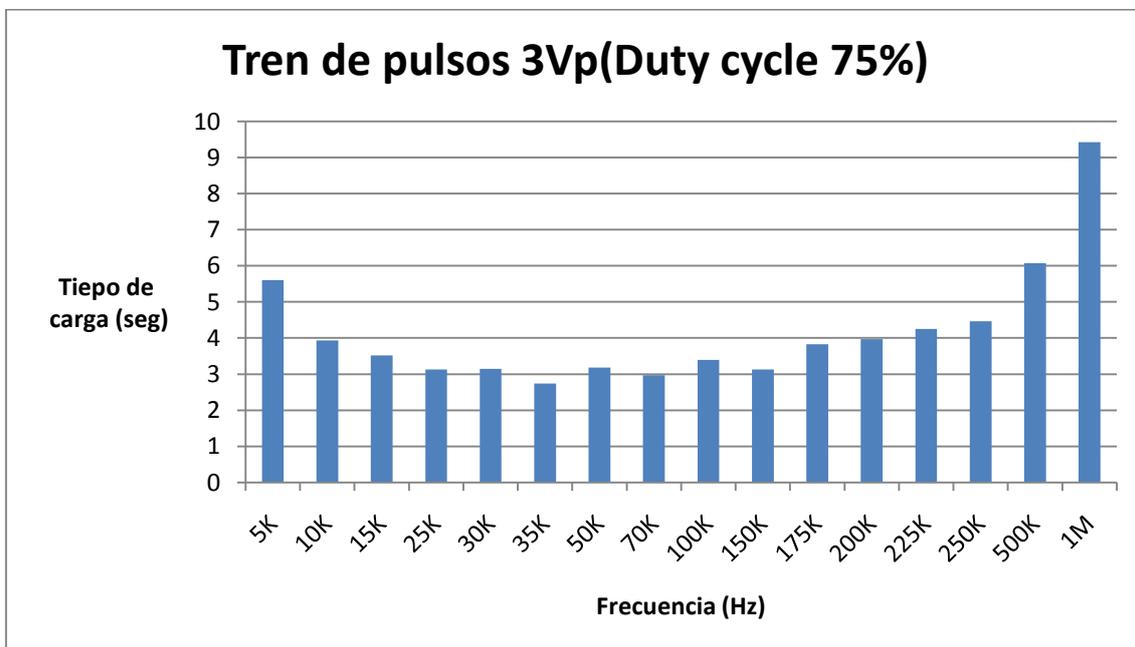


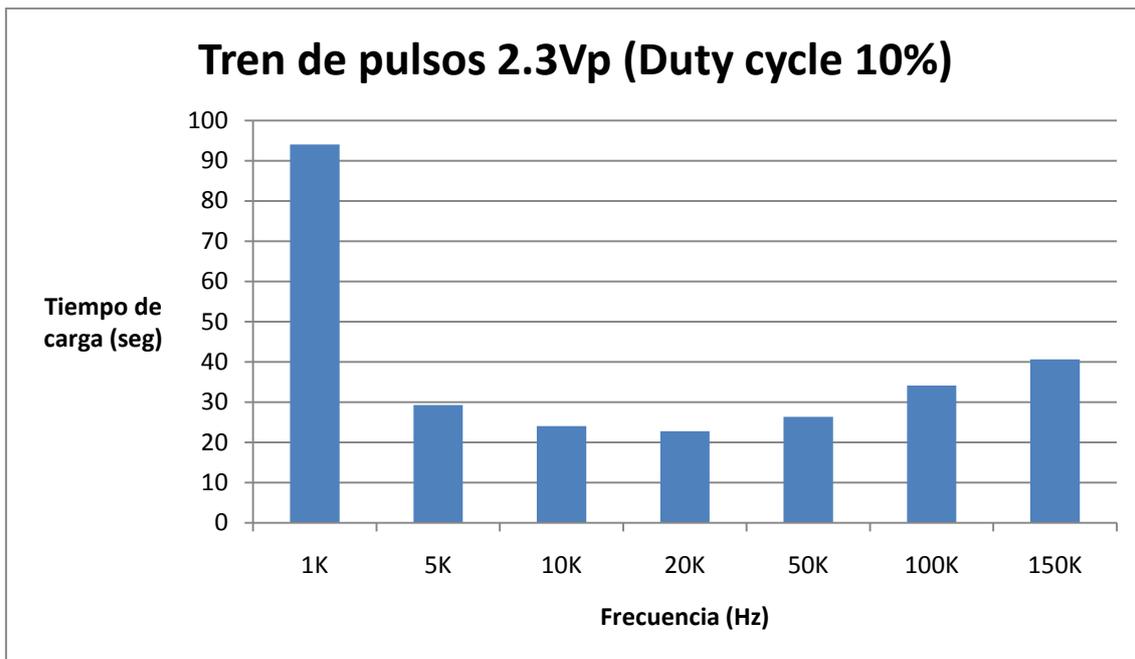
Figura 4.30 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 3Vp y un duty cycle del 75%.

El último estudio de este tipo se ha hecho para un tren de pulsos de 2,3 Vp.

A partir de los valores obtenidos se puede concluir lo siguiente:

- Los valores de tiempo para cualquier frecuencia anterior a 1 KHz son bastante elevados.
- A partir de ese valor en adelante los tiempos se reducen y se mantienen más o menos constantes hasta 150 KHz.

Las gráficas que se representan en las Figuras Figura 4.31, Figura 4.32 y Figura 4.33 a dan una idea más precisa de estos valores.



**Figura 4.31** Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 10%.

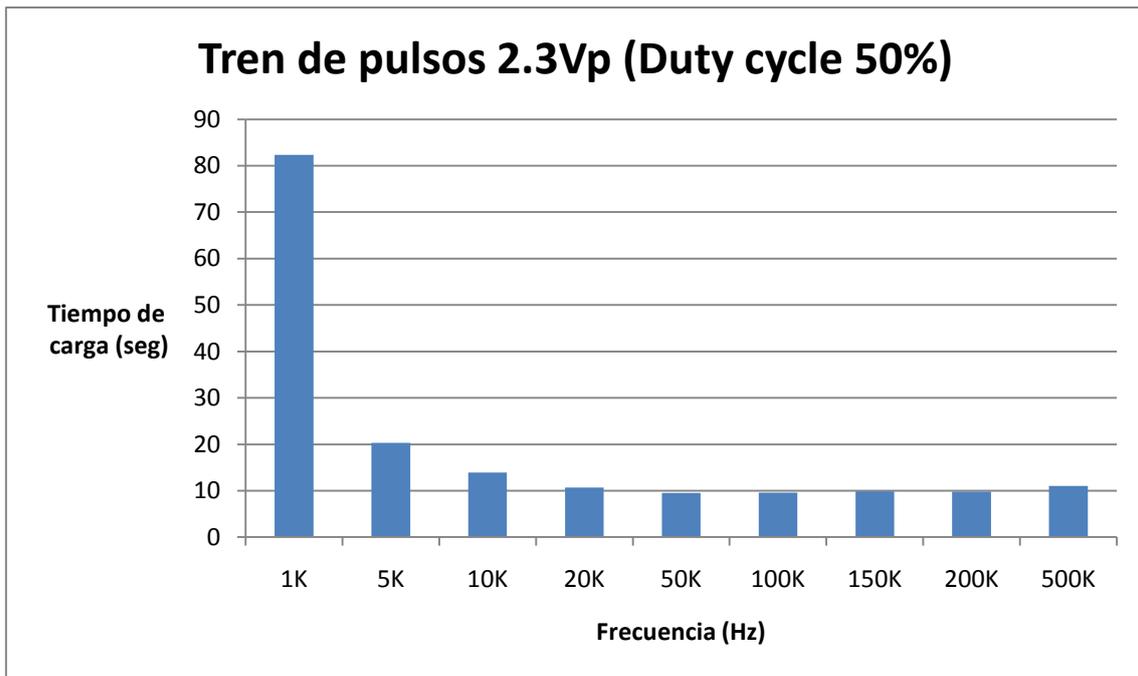


Figura 4.32 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 50%.

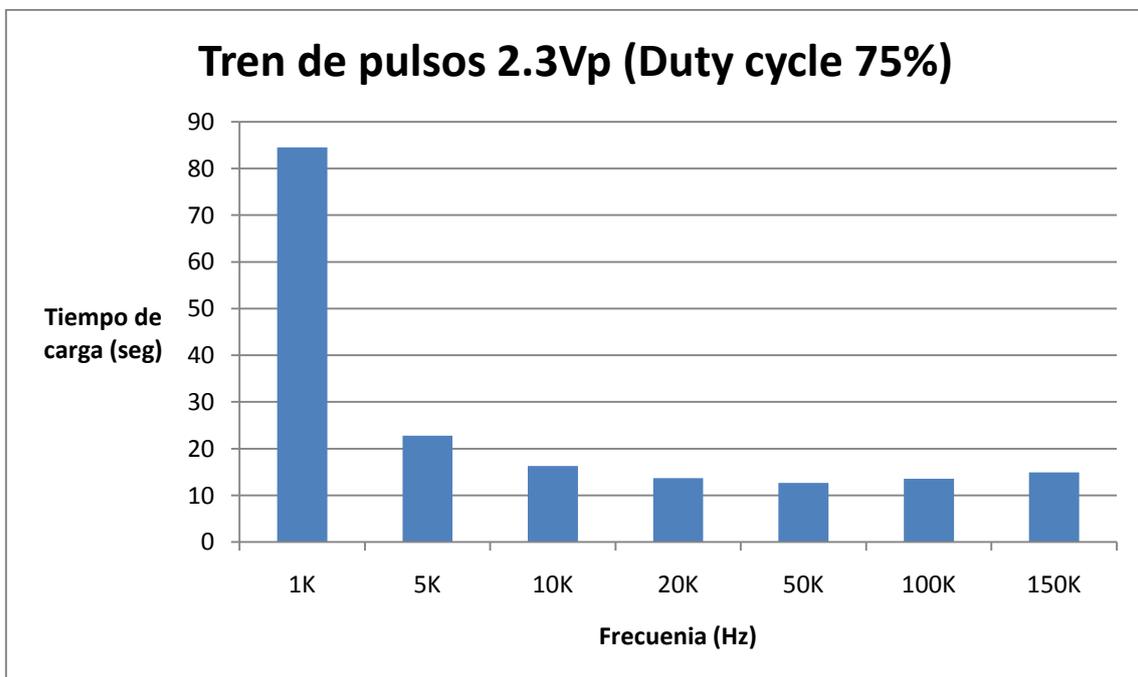


Figura 4.33 Respuesta para un tren de pulsos de entrada de 2,3Vp y un duty cycle del 75%.

Por último se ha realizado el estudio para una señal sin ningún tipo de periodicidad, simplemente señales de ruido pero con determinadas amplitudes, entre el máximo y el mínimo, es decir, lo único que podíamos variar era la tensión pico-pico. Los resultados obtenidos se reflejan en la Figura 4.34.

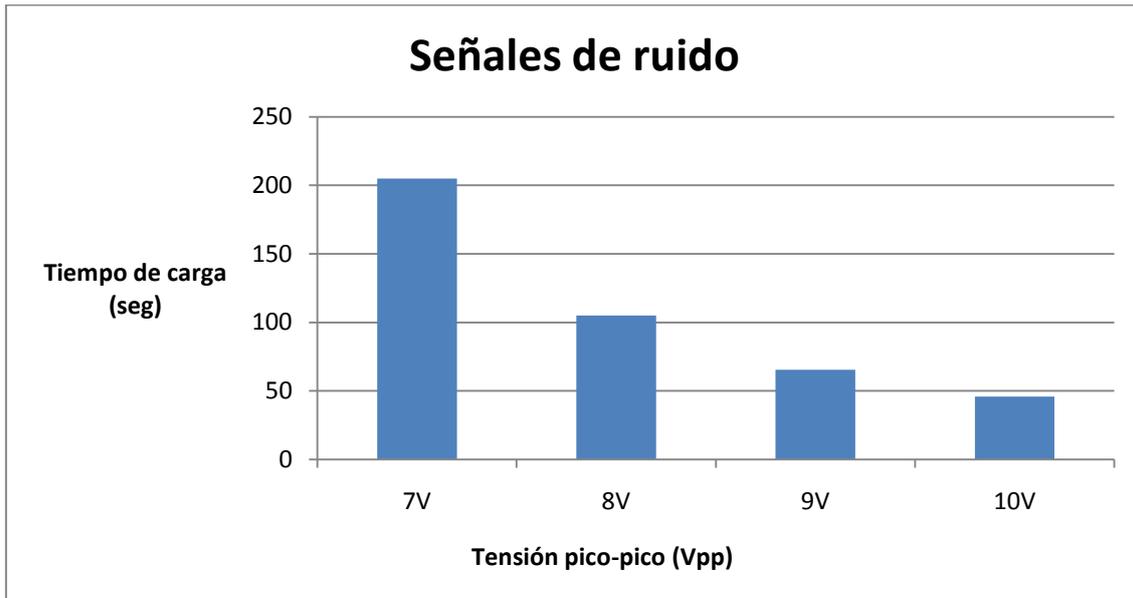


Figura 4.34 Respuesta para entradas generadas con ruido aleatorio de amplitud de 7 a 10Vpp.

Se puede apreciar una disminución del tiempo de carga a partir de los 7 Vpp, que es de aproximadamente unos 200 segundos, hasta los aproximadamente 50 segundos que tarda en cargar para una señal de 10 Vpp. No se han podido realizar más muestras, debido a que el generador de señales no proporciona una tensión mayor a 10 Vpp para este tipo de señal. Sin embargo, se puede comprobar que tiene tendencia a disminuir el tiempo de carga en función de la amplitud. A mayor amplitud, menos tiempo de carga.

También se han realizado medidas para otros valores de señal, pero se ha comprobado que la salida,  $V_p$ , es incapaz de cargarse, limitando los valores de tensión alcanzado por  $V+$ . Un ejemplo de las tensiones mencionadas anteriormente representa en la Tabla 4.2.

Tipo Señal	Valor $V_p$ entrada	Max V de carga
Senoidal	2	2.84-3
Senoidal	2.1	3.2
Senoidal	2.2	3.4
Rampa	2	2.82
Rampa	2.2	3.2
Rampa	2.3	3.3

**Tabla 4.2** Valores de tensión para los cuales el dispositivo no activa su salida

También se realizó la misma prueba en las que las señales de entrada fuesen simplemente señales continuas. Los resultados se muestran en la siguiente tabla.

$V_{in}(V)$	Tiempo (m'seg'')
3	Tras 30'' carga a 3,3V
4	3'52''
5	Inmediato
6	Inmediato

**Tabla 4.3** Tiempos de activación para entradas continuas.

La última prueba realizada consistió en aplicar a la entrada del EH300 señales senoidales con diferentes niveles de DC (*offset*). En la Tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos para frecuencias de 380 y 450 Hz.

Vin (Vpp)	Voffset(V)	Tiempo de activación(m'seg'')	
		Frec. 380Hz	Frec. 450Hz
3	0	1'17''	56''
	1	36''	30''
	2	2''	2''
	3	1''	1''
2,5	0	2'37''	2'13''
	1	1'55''	1'36''
	2	21''	18''
	3	1''	1''
2	3	2''	2''
	4	1''	1''
1,5	3	25''	20''
	4	1''	1''

**Tabla 4.4** Tiempos de activación del EH300 para señales de entrada senoidales con un nivel de offset.

Como se puede comprobar, el tiempo de activación del EH300 disminuye a medida que aumenta el offset que introducimos a la señal. Esto se debe a que al aplicar ese nivel de continua el valor máximo que adquiere la señal de entrada al dispositivo es mayor.

Una vez analizados los resultados obtenidos a partir de cada una de las diferentes señales de entrada, se hará una comparación de la respuesta que se obtuvo de una señal senoidal frente a una cuadrada.

En la siguiente tabla se puede ver una comparativa del tiempo que tarda en activarse la señal de salida del módulo EH300 tanto para una señal cuadrada como para una señal senoidal de igual amplitud e igual frecuencia.

	100Hz	500Hz	1KHz	10KHz
Senoidal 5Vp	1,8''	1,8''	1,3''	1,3''
Cuadrada 5Vp	<1''	<1''	<1''	<1''
Rampa 5Vp	4,3''	3,6''	3,5''	2,6''
Senoidal 4Vp	1'25''	15,3''	8,5''	2,2''
Cuadrada 4Vp	43''	10''	6''	1''

**Tabla 4.5** Comparativa de tiempos de activación en función de la señal de entrada.

Como se puede comprobar, los tiempos de activación para una señal de entrada senoidal son mayores que para una señal de entrada cuadrada de las mismas características.

Realizando un análisis de la potencia [18] tanto de las señales cuadradas como de las señales senoidales se llega a la conclusión de que la potencia de una señal cuadrada es igual a  $A^2$  teniendo en cuenta que  $A$  equivale a la amplitud de dicha señal. Por otro lado la potencia de una señal senoidal es  $A^2/2$  y por consiguiente se confirma que la potencia que proporciona una señal cuadrada es mayor que la de una señal senoidal. Al ser una señal de más potencia y suministrar una mayor cantidad de

energía por unidad de tiempo se puede explicar el hecho de que con una señal cuadrada el tiempo de activación sea menor que con una señal senoidal.

Una vez visto en este capítulo el módulo EH300 y tras haber realizado las diferentes pruebas sobre el mismo y explicado los resultados obtenidos se pasará a analizar el resto de elementos que se han estudiado para este Proyecto. En primer lugar se tratará el elemento utilizado para la transducción electroacústica.



## Capítulo 5

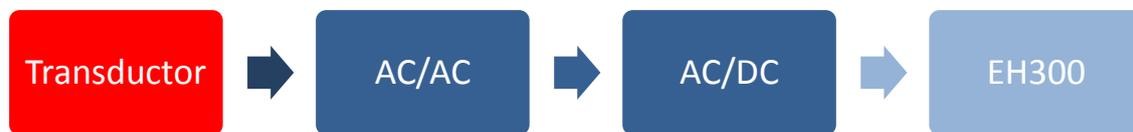
# El transductor electroacústico

### 5.1 Introducción

La finalidad de este Proyecto Fin de Carrera, como ya se ha comentado anteriormente, es la de desarrollar un sistema de captación de energía residual a partir del módulo EH300. Se ha definido el sonido como fuente de energía a partir de la cual se alimente el circuito. Por consiguiente, es necesario un elemento que sea capaz de captar las ondas sonoras y acondicionar las mismas para obtener un óptimo

rendimiento de éstas de forma eléctrica. De este cometido se encargan los transductores electroacústicos.

En el Capítulo 3 se desarrolla un esquema de bloques en el cual se explica qué lugar ocupa cada uno de los elementos estudiados en nuestro Proyecto (Figura 5.1). En este capítulo se explicará todo lo relacionado con el transductor electroacústico.



**Figura 5.1** Esquema de bloques del sistema.

Un transductor es un dispositivo capaz de transformar un determinado tipo de energía de entrada en otra diferente a la salida. Por tanto, el transductor electroacústico transforma electricidad en sonido o viceversa. Ejemplos de transductores electroacústicos son tanto un micrófono, el cual convierte la energía acústica en energía eléctrica, como un altavoz, el cual hace la transformación inversa, es decir, la energía eléctrica la convierte en vibraciones sonoras.

En un primer momento, viendo los tipos de transductores electroacústico que nos podemos encontrar parece obvio que se utilice un micrófono en lugar de un altavoz. En este Proyecto Fin de Carrera se optó por utilizar un altavoz como transductor electroacústico en lugar de un micrófono, las razones que llevaron a tomar esta decisión se detallarán a lo largo de este capítulo.

## 5.2 El altavoz como transductor electroacústico

La finalidad del Proyecto es principalmente conseguir suministrar energía a partir de nuestro sistema, pero que éste a su vez no necesite ningún tipo de alimentación externa para su correcto funcionamiento. Por consiguiente, es necesario que el transductor electroacústico utilizado no necesite alimentación.

Se comenzó por estudiar los micrófonos y tras analizar los diferentes tipos disponibles en el mercado, se consideró la opción de utilizar el de bobina móvil, ya que es el único de los micrófonos que no necesita alimentación para su correcto funcionamiento [19] y [20]. Esta fue la razón por la que se trató la posibilidad de utilizar dichos micrófonos.

Los micrófonos dinámicos o de bobina móvil son aquellos que basan su modo de funcionamiento en el principio de inducción magnética, según el cual, si un hilo conductor se mueve dentro de un campo magnético, en el conductor se inducirá un voltaje de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$E = Blv \quad (5.1)$$

donde:

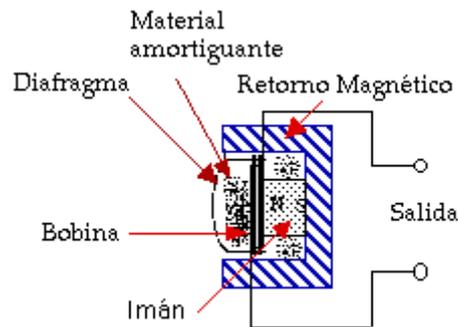
E = potencial inducido, en voltios.

B = Densidad de flujo magnético, en teslas.

l = Longitud del conductor, en metros.

v = velocidad del movimiento, en metros/s.

Son micrófonos muy utilizados por su resistencia, fiabilidad y buena respuesta en frecuencia. En la Figura 5.2 se puede observar un esquema del micrófono dinámico o de bobina móvil.



**Figura 5.2** Micrófono dinámico o de bobina móvil.

Los micrófonos de bobina móvil, son micrófonos de baja impedancia, de alrededor de los 600  $\Omega$ . El problema radica en que al conectarlo a un transformador, el micrófono pasa de ser de baja impedancia a ser de alta impedancia, sobre los 50 K $\Omega$ , esto implica una oposición al paso de corriente mucho mayor que en el de baja impedancia lo que provoca que la corriente de entrada a nuestro sistema se vea reducida [21] y [22].

Una vez analizado el funcionamiento de este tipo de micrófono se procedió a su conexión al circuito. El problema que se encontró fue que al realizar dicha conexión se anulaba por completo la funcionalidad del EH300, es decir, no respondía a ningún tipo de estímulo. Esto se debe a que como comentamos anteriormente, al conectarlo al transformador se convierte en un dispositivo de alta impedancia y se pierde una gran

cantidad de tensión en la misma. Por tanto, se descartó la posibilidad de usar el micrófono como transductor electroacústico.

Otra posibilidad que se estudió y la que finalmente resultó ser la más acertada, fue la de utilizar un altavoz de forma inversa a la usual. Es decir, se usará el altavoz como micrófono.

Como ya se comentó anteriormente, un altavoz es un transductor electroacústico utilizado generalmente para la reproducción de sonido, es decir, realiza la conversión de energía eléctrica a ondas sonoras. La transducción del altavoz sigue un doble procedimiento: eléctrico-mecánico-acústico. En la primera etapa convierte las ondas eléctricas en energía mecánica, y en la segunda convierte la energía mecánica en acústica.

Las características principales de los altavoces son, la respuesta en frecuencia, la impedancia, la potencia y la sensibilidad.

### **5.2.1 Respuesta en frecuencia del altavoz**

La respuesta en frecuencia de un dispositivo es un parámetro que describe las frecuencias que puede grabar o reproducir dicho dispositivo. La respuesta en frecuencia de un sistema de audio debería de ser plana, lo que significa que se trata por igual a todo sonido entrante, con lo que se devuelve igual. Pero en la práctica la respuesta en graves y agudos no es la misma. Para el caso del altavoz, si existiese un altavoz ideal debería de dar una respuesta uniforme, pero no es el caso. En las

especificaciones técnicas de cada altavoz viene definida su respuesta en frecuencia. Los altavoces de alta calidad son los que tienen un margen de variación de 6dB para el rango audible, entre los 20 y los 20.000 Hz. Fuera de los sistemas de alta calidad, también son aceptables las variaciones de 3 dB en un margen de 100 a 15.000 Hz, ya que en la práctica el margen de audibilidad nunca llega a los 20.000 Hz.

### **5.2.2 Potencia del altavoz**

La potencia de un altavoz, hace referencia a la potencia eléctrica que entra en el altavoz, no a la potencia acústica. La potencia eléctrica es la cantidad de energía en *Wattios* que se puede introducir en el altavoz antes de que se distorsione en exceso o de que pueda sufrir desperfectos. Dentro de la potencia se diferencia la potencia nominal y la potencia admisible.

La potencia nominal, es la potencia máxima en régimen continuo que puede soportar el altavoz antes de distorsionarse. Si se hace trabajar al altavoz por encima de esa potencia nominal se podría dañar irremediablemente, ya que éste no podrá disipar el calor producido por la corriente eléctrica que circula por la bobina y puede fundir el aislante que recubre el hilo de cobre que la forma, provocando cortocircuitos.

En cuanto a la potencia admisible o potencia de pico máximo es la potencia máxima impulsiva (un pico de señal) que puede soportar cada cierto tiempo el altavoz antes de deteriorarse. Corresponde al valor máximo instantáneo de potencia que puede aplicarse durante un tiempo muy corto. Este valor está muy relacionado con otra limitación de los altavoces que es el máximo recorrido de la bobina sin que se

destruya el diafragma (esto se denomina desconado del altavoz). Esta potencia es mayor que la potencia media máxima. Estas dos anteriores son quizás las más importantes pero existen otras cuya medida es también importante para conocer el comportamiento de los altavoces a corto, mediano y largo plazo.

### 5.2.3 Impedancia del altavoz

La impedancia es la oposición que presenta cualquier dispositivo al paso de pulsos suministrados por una fuente de audio (esta corriente no es ni alterna, ni directa, es una combinación de las dos la cual no tiene ciclos definidos). La impedancia se mide en Ohmios. En los altavoces el valor de la impedancia varía en función de la frecuencia, con lo que en las especificaciones técnicas de cada modelo de altavoz nos vendrá una curva con esta relación impedancia-frecuencia, a no ser que se nos indique la resistencia (impedancia para una frecuencia concreta que sirva de referencia, generalmente, los 0Hz, aunque también hay muchos fabricantes que optan por los 50Hz).

Las impedancias normalizadas de los altavoces son 2, 3.2, 4, 6, 8, 16 y 32 ohmios, pero las más utilizadas son 4 en sonido automotriz, 6 para sistemas mini componentes, 8 para los sistemas de alta fidelidad y 16 para sistemas de sonido envolvente (*surround*) y auriculares.

#### **5.2.4 Sensibilidad del altavoz**

La sensibilidad de un altavoz es el grado de eficiencia en la transducción electroacústica. Es decir, mide la relación entre el nivel eléctrico de entrada al altavoz y la presión sonora obtenida.

Suele medirse en dB/W, medidos a 1m de distancia y aplicando una potencia de 1W al altavoz (2,83 V sobre 8  $\Omega$ ).

Los altavoces son transductores electroacústicos con una sensibilidad muy pobre. Esto se debe a que la mayor parte de la potencia nominal introducida en un altavoz se disipa en forma de calor. En los altavoces, a diferencia del micrófono, la sensibilidad no es un indicativo de “calidad sonora”, pues la práctica ha demostrado que altavoces de inferior sensibilidad producen mejor “coloración sonora”.

Una vez presentadas las características principales que poseen los altavoces se concluyó que la utilización de este dispositivo de forma inversa a la usual cumpliría los requisitos necesarios para nuestro sistema. Es decir, la entrada del dispositivo será la membrana.

Otra de las bazas que jugaban a favor de la utilización del altavoz es su geometría. Debido a su forma cónica y a la mayor superficie de incidencia de la onda en función de las dimensiones de su membrana, el altavoz se puede enfocar de forma directa a la fuente de ruido y de esta manera aprovechar de mayor modo el nivel sonoro.

Una vez tomada la decisión de hacer uso del altavoz como elemento captor de señal, se pasará a explicar las medidas realizadas con el mismo.

### 5.3 Análisis de funcionamiento del altavoz en el laboratorio

En primer lugar se necesitaba determinar una frecuencia de trabajo. Para ello, el procedimiento a seguir fue el siguiente, se hizo uso del generador de señales del que se disponía en el laboratorio, *Agilent 33220A*, y se conectó a la salida un altavoz de  $16\Omega$  y 0,3 W. En el generador se fijo la tensión al máximo, es decir, 20 Vpp, y usamos como variable la frecuencia para obtener los distintos tonos. Como elemento receptor se utilizó un altavoz de las mismas características que el emisor y se conectó directamente a un osciloscopio, *Tektronix TDS 210*, con el fin de determinar la señal captada por el altavoz. Otro elemento del que se hizo uso fue un sonómetro *CESVA* modelo *SC-15*, para determinar el nivel de presión sonora, SPL que proporciona cada uno de los tonos.

Para fijar unas condiciones de trabajo estables se hizo lo siguiente: en primer lugar, se fijo la separación entre los altavoces a 4cm. Esta distancia debe de ser fija ya que, en función de ésta, el SPL recibido es variable. El sonómetro se colocó lo más próximo posible al altavoz receptor, ya que el factor que interesa es el SPL recibido. Un esquema de las condiciones en las que se trabajó se muestra en la Figura 5.3. Una vez fijadas estas condiciones, se realizaron las pruebas generando los distintos tonos.

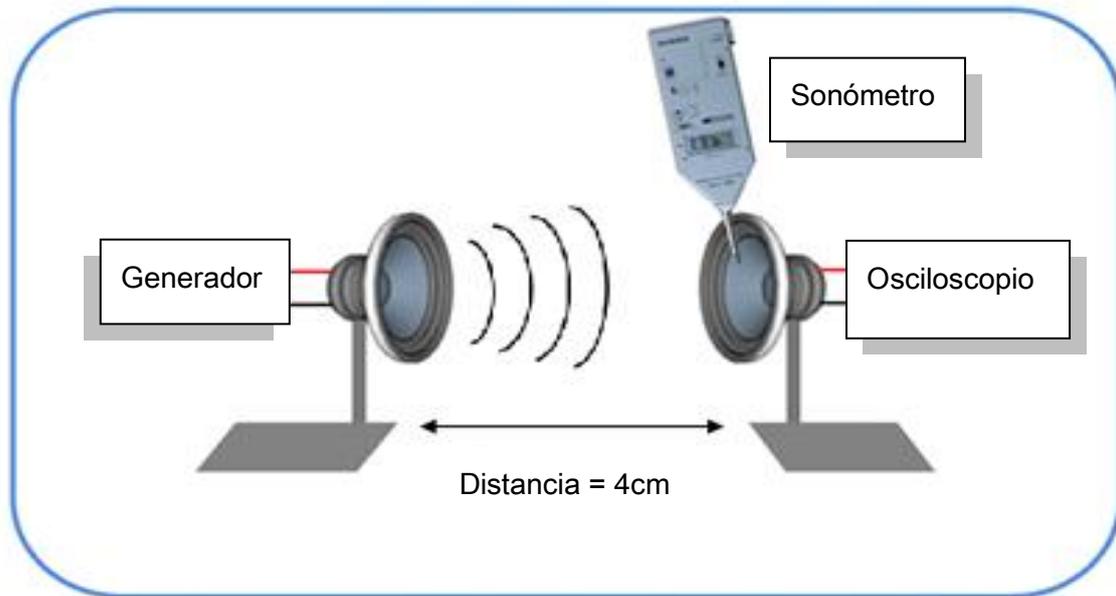


Figura 5.3 Esquema que representa las condiciones de trabajo.

En el siguiente apartado se pasará a mostrar los resultados obtenidos al realizar los experimentos realizados con el altavoz.

## 5.4 Resultados

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos a partir de las medidas realizadas con el *setup* anterior. Estos resultados darán una idea de cuál será la frecuencia óptima de trabajo. Denominamos frecuencia óptima de trabajo a aquella frecuencia con la cual se genera el tono que, al ser captado por el altavoz receptor, da la señal de entrada de mayor nivel de tensión.

Como se puede observar en la Tabla 5.1, las frecuencias elegidas para el estudio se encuentran comprendidas entre 300 y 450 Hz. El estudio se realizó en un rango de

frecuencias mucho mayor, pero los resultados obtenidos no aportaban al estudio valores significativos. En la Tabla 5.1 y en la Tabla 5.2 únicamente se muestra el barrido de valores significativos, para los cuales los resultados obtenidos aportaban datos significativos al estudio realizado. Se estudiaron las frecuencias que son audibles, es decir, aquellas que se encuentran comprendidas entre 20 Hz a 20 KHz.

En la Tabla 5.1 se pueden ver los resultados obtenidos para los tonos generados a partir de señales senoidales con una determinada frecuencia. Como se puede observar para un tono generado con una frecuencia de 380 Hz se obtiene una señal de entrada al circuito de 432 mVpp y un SPL de 110,6 dB. De esta manera, esta frecuencia quedaría definida como aquella con la que se obtiene una mejor respuesta.

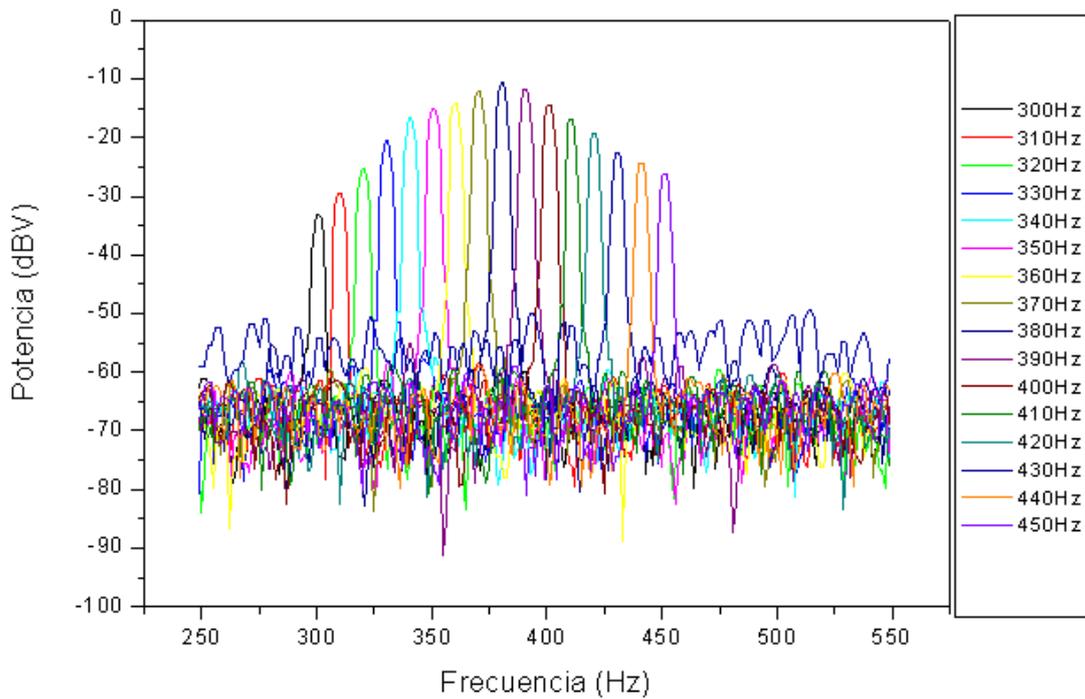
Frecuencia(Hz)	Receptor(mV)	dB
340	140	109,9
350	200	111,8
360	296	112,5
370	400	112,1
380	432	110,6
390	336	109
400	256	108
410	192	107,2
420	144	106,6
430	112	106,1

Tabla 5.1 Caracterización de la frecuencia de trabajo usando señales senoidales.

Una vez efectuada la prueba inicial realizando la lectura de la tensión que capta el altavoz directamente de la pantalla del osciloscopio, se pasó a realizar otro tipo de

medida para asegurar que la frecuencia de 380 Hz era la óptima. Como hemos dicho, los resultados mostrados en la Tabla 5.1, se obtuvieron mirando directamente la forma de onda en el osciloscopio y calculando la tensión pico a pico según los voltios por división. En cambio, en la segunda medida realizada, los datos de dicha tensión pico a pico se extrajeron de la memoria interna del osciloscopio. Esto es posible ya que el osciloscopio da la opción de la extracción de datos a través del puerto USB para luego volcarlos en una tabla Excel. A su vez se realizó la transformada rápida de Fourier, FFT (del inglés *Fast Fourier Transform*), de la señal captada y los valores obtenidos también se extrajeron de la memoria interna del osciloscopio.

Posteriormente con el programa *Origin* [27] se paso a realizar una composición con los resultados de todas las FFT realizadas. El resultado se puede ver en la Figura 5.4.



**Figura 5.4** Conjunto de FFT realizadas para tonos generados con señales senoidales.

Como se puede comprobar en la figura anterior, se realizó la composición con los resultados obtenidos para señales captadas con tonos desde 300 Hz hasta 450 Hz. En la leyenda que muestra la propia figura se ve la correspondencia entre la gama de colores y la frecuencia analizada. Como se puede observar la FFT correspondiente a la frecuencia de 380 Hz es la que tiene un mayor nivel de potencia.

Una vez realizado el análisis de las señales captadas a partir de tonos generados con señales senoidales, se pasará a realizar el mismo estudio con tonos generados con señales cuadradas.

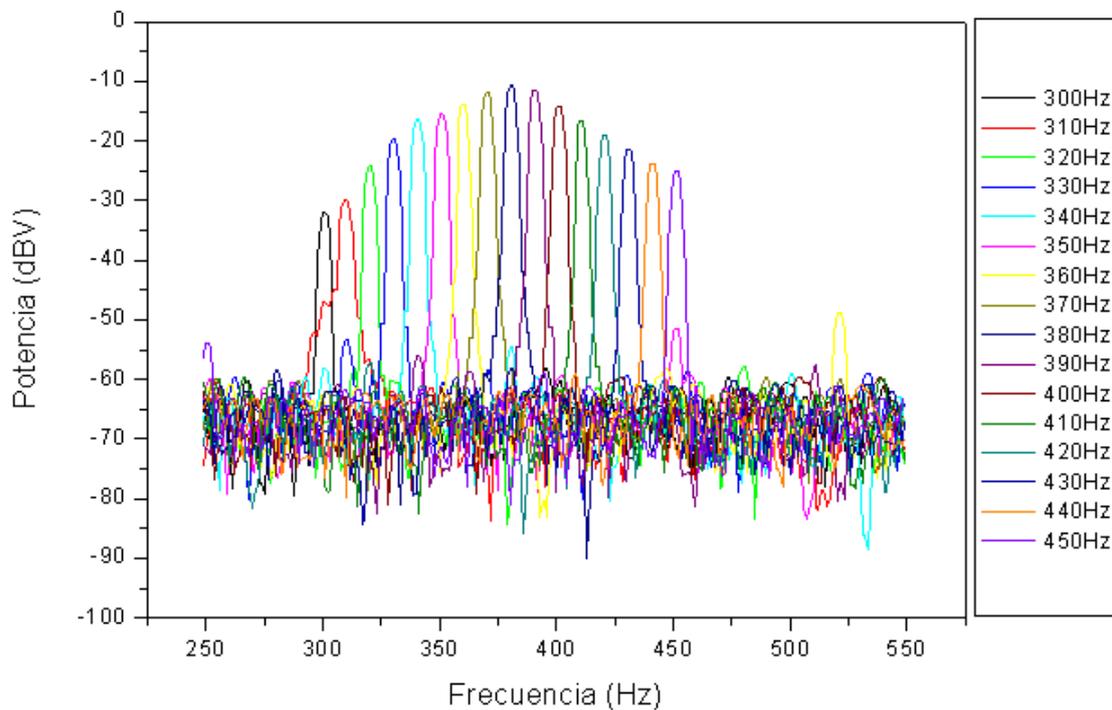
En la Tabla 5.2 se muestran las medidas realizadas a partir de tonos generados por ondas cuadradas. Como se puede comprobar para la frecuencia de 380 Hz, la misma que para las pruebas realizadas para ondas senoidales, es aquella para la cual el receptor capta una señal de mayor tensión de pico a pico. Esta tensión es de 500 mVpp y un SPL de 113 dB. Estos valores se obtienen con una distancia fija de 4 cm entre ambos altavoces.

Frecuencia(Hz)	Receptor(mv)	dBs
340	176	113,8
350	264	115,2
360	368	115,4
370	488	114,5
<b>380</b>	<b>500</b>	<b>113</b>
390	384	111,8
400	296	111,3
410	208	110
420	160	111
430	128	111,4

**Tabla 5.2** Caracterización de la frecuencia de trabajo usando señales cuadradas.

Como para los dos tipos de señales, tanto para aquellas generadas con ondas senoidales, como para las que se generaron con ondas cuadradas, la frecuencia óptima es de 380 Hz, se estableció ésta como la frecuencia de trabajo. Se consideró que era la frecuencia óptima ya que es la frecuencia con la que se consigue captar una señal con mayor nivel de tensión.

La respuesta del altavoz para tonos generados con señales cuadradas se realizó el mismo análisis de su respuesta en frecuencia de la misma forma que para las señales senoidales. Se hizo la FFT de cada una de las señales obtenidas para las frecuencias comprendidas entre 300 y 450 Hz y se realizó una composición de todos los resultados obtenidos. El resultado se muestra en la Figura 5.5.



**Figura 5.5** Conjunto de FFT realizadas para tonos generados con señales cuadradas.

Al igual que para las señales senoidales, se observa que la señal que genera una mejor respuesta es la de 380 Hz. Por consiguiente, se puede definir la frecuencia de 380 Hz como nuestra frecuencia de trabajo.

Tras realizar este estudio se comprobó que las señales captadas por el altavoz receptor son ambas senoidales, tanto tonos generados por señales cuadradas como para señales senoidales. La diferencia entre ambas es que las captadas a partir de tonos generados por señales cuadradas son de mayor amplitud que las captadas a partir de señales senoidales. A continuación se explicarán los motivos que pueden ocasionar dicho efecto.

Realizando un análisis de la potencia [18] tanto de las señales cuadradas como de las señales senoidales se llega a la conclusión de que la potencia de una señal cuadrada es igual a  $A^2$  teniendo en cuenta que  $A$  equivale a la amplitud de dicha señal. Por otro lado, la potencia de una señal senoidal es  $A^2/2$  y por consiguiente se confirma que la potencia que proporciona una señal cuadrada es mayor que la de una señal senoidal. De esta manera se puede explicar porqué el tono generado por la señal cuadrada genera un nivel de presión sonora mayor que el de la señal senoidal.

Por otra parte, hay que mencionar que las pérdidas que se ocasionan en el proceso de emisión y captación del tono entre los altavoces puede ser el motivo causante de que la señal captada por el receptor, cuando el tono es generado por una señal cuadrada, sea una señal senoidal. Esto se debe a que el contenido espectral de una señal cuadrada se compone exclusivamente de armónicos impares ( $f, 3f, 5f...$ ), extendiéndose a frecuencias más elevadas cuanto más abruptos sean sus flancos. La pérdida de estos armónicos en el proceso de recepción hace que se efectúe una especie de filtrado de la señal a partir del cual la onda se degrada, tomando cada vez

un aspecto más redondeado, o lo que es lo mismo, haciendo que se convierta en una señal senoidal. Este fenómeno se conoce con el nombre de *Fenómeno de Gibbs*.

En este capítulo se ha llevado a cabo un estudio del transductor electroacústico que se utilizará en este Proyecto. Asimismo se ha detallado el método de trabajo que se ha desarrollado para estudiar el funcionamiento de éste y se ha realizado un análisis de los resultados obtenidos, a partir de los cuales se definió como frecuencia óptima de trabajo 380Hz. Esta frecuencia es aquella para la cual, la señal recibida es máxima. En el siguiente capítulo se pasará a estudiar el primer elemento del bloque de acondicionamiento de señal: el conversor AC/AC.



## Capítulo 6

### El convertor AC/AC

#### 6.1 Introducción

En el Capítulo 3 se han detallado las partes de las que se compondrá nuestro sistema. En el capítulo anterior se presentó el elemento transductor. Ahora se pasará a explicar el convertor AC/AC que se ha utilizado. Del mismo modo se desarrollará la metodología que se ha aplicado a la hora de realizar las pruebas al dispositivo, y se explicarán los resultados obtenidos.

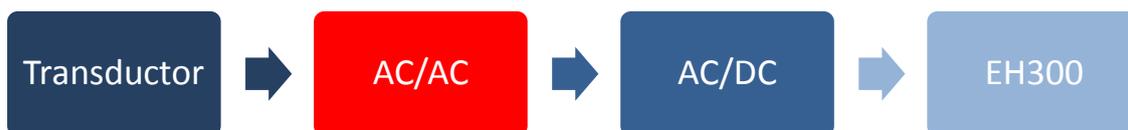


Figura 6.1 Diagrama de bloques del sistema.

El conversor AC/AC es un tipo de conversor de potencia. Los conversores de potencia son dispositivos capaces de transformar la energía eléctrica de unos niveles de tensión o corriente a otros. El tipo de transformación vendrá definida en función de la aplicación para la que se vaya a emplear el dispositivo.

Existen varios tipos de conversores [23]-[26] en función de la variable que se quiera a la entrada o a la salida del mismo. Esta variable puede ser continua o alterna.

- **DC/DC** → conversores de corriente continua a corriente continua.
- **DC/AC** → conversores de corriente continua a corriente alterna, conversores inversores.
- **AC/AC** → conversores de corriente alterna a corriente alterna.
  - Transformadores / autotransformadores.
- **AC/DC** → conversores de corriente alterna a corriente continua, convertidores rectificadores.
  - Rectificadores.
  - Fuentes de alimentación conmutadas.

En este punto del desarrollo del Proyecto se necesita un convertor AC/AC, ya que, lo que se quiere, es multiplicar el valor de la señal de entrada para obtener a la salida una mayor. La señal de entrada al convertor será la de salida del transductor electroacústico y, a su vez, la salida del convertor AC/AC será la de entrada al convertor AC/DC.

El tipo de convertor AC/AC que se va utilizar es un transformador. El funcionamiento del mismo se detallará en este capítulo, así como el estudio que se ha realizado sobre éste en el laboratorio y los resultados obtenidos a partir de estos estudios.

## 6.2 El transformador

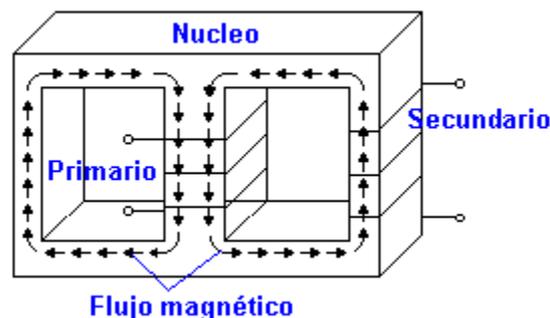
Como se ha podido comprobar, las señales que se obtienen del altavoz, son las señales que actúan como señal de entrada a nuestro circuito y estas poseen valores de tensión relativamente bajos. Por consiguiente, se necesita algún tipo de dispositivo a través del cual consigamos un mayor nivel de tensión, pero que éste a su vez, no necesite ningún tipo de alimentación externa. Seguidamente se dará una breve introducción sobre las características de los transformadores [28].

### 6.2.1 Introducción

Se denomina transformador al dispositivo electromagnético estático que permite aumentar o disminuir la tensión en un circuito eléctrico de corriente alterna, manteniendo la frecuencia. La potencia que ingresa al dispositivo (ideal en este caso,

es decir, sin pérdidas), es igual a la que se obtiene a la salida. Las máquinas reales presentan un pequeño porcentaje de pérdidas, dependiendo de su diseño, tamaño, etc.

Los transformadores son dispositivos basados en el fenómeno de la inducción electromagnética y están constituidos, en su forma más simple, por dos bobinas devanadas sobre un núcleo cerrado de hierro dulce o hierro silicio. Cada una de las bobinas o devanados se denominan primario y secundario, según correspondan a la entrada o salida del sistema respectivamente. En la Figura 6.2 se muestra un esquema del transformador.



**Figura 6.2** Esquema del transformador.

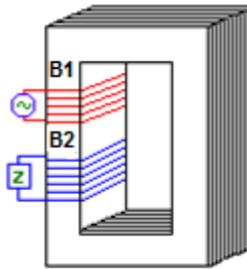
El lado primario recibe la potencia de la red, por lo tanto se debe considerar como un receptor o consumidor. Por el contrario, el lado secundario se une al circuito que se va a utilizar, pudiéndose considerar, por lo tanto, como un generador.

En resumen, el transformador es un aparato estático de inducción electromagnética destinado a transformar un sistema de corrientes variables en otro o

varios sistemas de corrientes, cuyas tensiones e intensidades son generalmente diferentes, aunque de la misma frecuencia.

### 6.2.2 Principios de funcionamiento del transformador

Para explicar los principios de funcionamiento del transformador se va a utilizar el circuito magnético mostrado en la Figura 6.3. Este circuito está compuesto por placas magnéticas, y rodeado por dos bobinas  $B_1$  y  $B_2$ .



**Figura 6.3** Circuito magnético formado por placas magnéticas y rodeado por bobinas.

La bobina  $B_1$ , a la que se llamará bobina primaria se conecta a los terminales de un generador de señal, esta bobina actuará como una inductancia y al ser atravesada por una corriente variable, produce un flujo. Este flujo variable depende de la frecuencia y produce una fuerza electromotriz inducida de la misma frecuencia en la bobina  $B_2$  o bobina secundaria. A su vez se conecta un receptor  $Z$  a los terminales de  $B_2$  de tal manera que la corriente alterna recorre al circuito denominado secundario.

La relación entre la fuerza electromotriz inductora ( $E_p$ ) aplicada al devanado primario, y la fuerza electromotriz inducida ( $E_s$ ), que es la obtenida por el secundario,

es directamente proporcional al número de espiras de los devanados primario ( $N_p$ ) y secundario ( $N_s$ ),[29].

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (6.1)$$

Así pues, un transformador puede ser considerado como el grupo de dos arrollamientos o grupo de arrollamientos, eléctricamente independientes y acoplados entre sí por medio de un circuito magnético. Como se pretende que el flujo que proporciona un arrollamiento a los demás sea máximo, el circuito magnético suele ser de baja reluctancia ( $\mathcal{R}$ ).

$$\Phi = \frac{f.m.m}{\mathcal{R}} = \frac{N \cdot i}{\frac{1}{\mu_0 \cdot \mu} \cdot \frac{1}{S}} \quad (6.2)$$

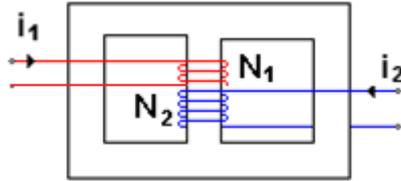
Se entiende por *reluctancia* a la resistencia que opone un material al paso del flujo magnético por él.

Por analogía se puede considerar la anterior fórmula (6.2), como la ley de ohm aplicada a circuitos magnéticos.

### **6.2.3 Estudio de los flujos en un transformador**

Para estudiar los flujos dentro del transformador, se va a considerar el tipo más sencillo de éstos. Estará constituido por dos arrollamientos sobre un núcleo de hierro,

en los cuales el arrollamiento primario consta de  $N_1$  espiras y el secundario de  $N_2$ , tal y como se muestra en la Figura 6.4.



**Figura 6.4** Modelo de transformador con 2 arrollamientos.

Para llevar a cabo el estudio se tendrán en consideración los siguientes criterios:

- a) El sentido del flujo es arbitrario.
- b) Las corrientes que crean los flujos positivos serán corrientes positivas.
- c) Las tensiones que tienden a hacer circular corrientes positivas serán tensiones positivas.

De la misma manera se denominará:

1.  $i_1, i_2$ : las corrientes que circulan por el devanado primario el secundario, respectivamente.
2.  $\varphi_{11}, \varphi_{22}$ : flujos producidos por las corrientes  $i_1, i_2$ .
3.  $\varphi_{12}, \varphi_{21}$ : flujos que atraviesan la espira correspondiente al primer subíndice, procedentes de la espira correspondiente al segundo.
4.  $\varphi_{d1}, \varphi_{d2}$ : flujos de dispersión debido a las corrientes  $i_1, i_2$ .
5.  $\varphi_1, \varphi_2$ : flujos totales que atraviesan primario y secundario.

$$\varphi_1 = \varphi_{11} + \varphi_{12} \quad (6.3)$$

$$\varphi_2 = \varphi_{22} + \varphi_{21} \quad (6.4)$$

$$\varphi_{11} = \varphi_{d1} + \varphi_{21} \quad (6.5)$$

$$\varphi_{22} = \varphi_{d2} + \varphi_{12} \quad (6.6)$$

$$\varphi_M = \varphi_{12} + \varphi_{21} \quad (6.7)$$

#### 6.2.4 Coeficientes de acoplamiento de un transformador

La relación entre el flujo útil  $\varphi_{21}$  que atraviesa el lado secundario y el flujo total producido por el lado primario recibe el nombre de coeficiente de acoplamiento del primario al secundario y se representa por  $K_1$ :

$$K_1 = \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{11}} \quad (6.8)$$

De forma análoga se define el coeficiente de acoplamiento del lado secundario al lado primario como  $K_2$ :

$$K_2 = \frac{\varphi_{12}}{\varphi_{22}} \quad (6.9)$$

#### 6.2.5 Coeficientes de inducción mutua y autoinducción del transformador

La autoinducción es el fenómeno por el que una corriente eléctrica que varía en el tiempo en un circuito eléctrico produce en el mismo circuito otra fuerza electromotriz inducida que se opone a la variación de la fuerza electromotriz.

Coefficiente de autoinducción en el lado primario:

$$L_{11} = N_1 \cdot \frac{\varphi_{11}}{i_1} \quad (6.10)$$

Coefficiente de autoinducción en el lado secundario:

$$L_{22} = N_2 \cdot \frac{\varphi_{22}}{i_2} \quad (6.11)$$

Coefficiente de autoinducción de fugas:

$$L_{d1} = N_1 \cdot \frac{\varphi_{d1}}{i_1} \quad (6.12)$$

$$(6.13)$$

$$L_{d2} = N_2 \cdot \frac{\varphi_{d2}}{i_2}$$

Coefficiente de inducción mutua:

$$M = N_2 \cdot \frac{\varphi_{21}}{i_1} = N_1 \cdot \frac{\varphi_{d2}}{i_2} \quad (6.14)$$

### 6.2.6 Ecuaciones generales del transformador

Para analizar las ecuaciones del transformador se tendrá en cuenta el transformador de ejemplo mostrado en la Figura 6.5.

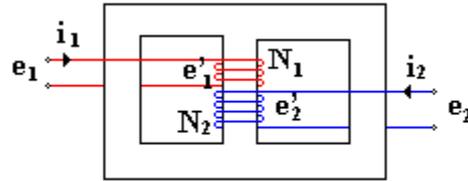


Figura 6.5 Ejemplo de transformador para las ecuaciones generales.

Sus ecuaciones generales serán:

$$e_1 = R_1 \cdot i_1 + L_{11} \cdot \frac{d_{i1}}{d_t} + L_{12} \cdot \frac{d_{i2}}{d_t} \quad (6.15)$$

$$e_2 = R_2 \cdot i_2 + L_{21} \cdot \frac{d_{i1}}{d_t} + L_{22} \cdot \frac{d_{i2}}{d_t} \quad (6.16)$$

Ahora bien, como  $L_{12}$  y  $L_{21}$  coinciden con la definición de inducción mutua  $M$ , podemos escribirlas como:

$$e_1 = R_1 \cdot i_1 + L_{11} \cdot \frac{d_{i1}}{d_t} + M \cdot \frac{d_{i2}}{d_t} \quad (6.17)$$

$$e_2 = R_2 \cdot i_2 + M \cdot \frac{d_{i1}}{d_t} + L_{22} \cdot \frac{d_{i2}}{d_t} \quad (6.18)$$

Las ecuaciones anteriores son muy frecuentes para representar el transformador en teoría de circuitos.

En electrónica, sin embargo, suele emplearse otras ecuaciones en las que aparecen los coeficientes de autoinducción de fugas las cuales serán deducidas a continuación.

De acuerdo con el transformador representado en la Figura 6.5 podemos escribir:

$$e_1 = R_1 i_1 + e'_1 \quad (6.19)$$

$$e_2 = R_2 i_2 + e'_2 \quad (6.20)$$

Siendo:

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi_1}{dt} \quad (6.21)$$

$$e'_2 = N_2 \frac{d\varphi_2}{dt} \quad (6.22)$$

Donde tanto  $\varphi_1$  como  $\varphi_2$  son los flujos que atraviesan tanto el lado primario como el secundario respectivamente.

Puesto que:

$$\varphi_1 = \varphi_{d1} + \varphi_M \quad (6.23)$$

y

$$\varphi_2 = \varphi_{d2} + \varphi_M \quad (6.24)$$

se obtiene:

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi_1}{dt} + N_1 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.25)$$

$$e'_2 = N_2 \frac{d\varphi_2}{dt} + N_2 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.26)$$

Ahora bien, como:

$$L_{d1} = N_1 \frac{d\varphi_{d1}}{i_1} \rightarrow N_1 \frac{d\varphi_{d1}}{dt} = \frac{d}{dt} [N_1 \cdot \varphi_{d1}] = \frac{d}{dt} [L_{d1} \cdot i_1] \quad (6.27)$$

$$L_{d2} = N_2 \frac{d\varphi_{d2}}{i_2} \rightarrow N_2 \frac{d\varphi_{d2}}{dt} = \frac{d}{dt} [N_2 \cdot \varphi_{d2}] = \frac{d}{dt} [L_{d2} \cdot i_2] \quad (6.28)$$

Y por tanto, finalmente:

$$e_1 = R_1 \cdot i_1 + L_{d1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.29)$$

$$e_2 = R_2 \cdot i_2 + L_{d2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.30)$$

Donde se puede observar que las tensiones  $e_i$  son iguales a una caída de tensión en la autoinducción de dispersión más una caída de tensión debida al flujo común.

A partir de ahora se llamara  $L_1$  y  $L_2$  a los coeficientes de autoinducción  $L_{d1}$  y  $L_{d2}$ .

### 6.2.7 El transformador ideal

El transformador ideal cumple con las siguientes condiciones:

1. La permeabilidad del núcleo es tan elevada que el flujo común está producido por una fuerza magnetomotriz (f.m.m.) despreciable.

$$\Phi = \frac{f.m.m}{\frac{1}{\mu \cdot \mu_0} \cdot \frac{l}{s}} \quad (6.31)$$

Notar que una permeabilidad muy elevada equivale a que la reluctancia del circuito magnético sea casi nula.

2. Las resistencias de los devanados primario y secundario son nulas  $R_1 = R_2 = 0$
3. Las pérdidas por corrientes parásitas en el núcleo son despreciables.
4. El flujo que se establece en el circuito será común a ambos devanados, por suponerse nulo el flujo disperso. O sea, las fugas magnéticas son nulas.

Teniendo en cuenta estas hipótesis, se establecerán a continuación las dos propiedades más importantes del transformador:

A) *La relación entre las tensiones del primario y secundario es sensiblemente igual a la relación entre el número de espiras de los arrollamientos primario y secundario.*

De acuerdo con las propiedades 2 y 4 las ecuaciones del transformador quedarán como:

$$e_1 = N_1 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.32)$$

$$e_2 = N_2 \frac{d\varphi_M}{dt} \quad (6.33)$$

Y dividiendo ambas ecuaciones se obtiene:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{e_1}{e_2} = m \quad (6.34)$$

A esta relación entre el número de espiras se le da el nombre de relación de transformación y se representa con la letra  $m$ .

B) *La relación entre las corrientes del primario y el secundario es sensiblemente igual a la inversa de la relación de transformación con signo menos.*

De las condiciones 1 y 3 resulta que la f.m.m. necesaria para producir el flujo  $\Phi$  común es igual a cero. Esta f.m.m. es la suma de las f.m.m. creadas por las corrientes en primario y secundario  $N_1 \cdot i_1$  y  $N_2 \cdot i_2$ .

$$\mathfrak{R} \cdot \Phi = N_1 \cdot i_1 = N_2 \cdot i_2 \quad (6.35)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = -\frac{i_2}{i_1} = m \quad (6.36)$$

De las dos propiedades anteriores se deduce otra importante propiedad del transformador ideal:

Una impedancia cualquiera situada en el circuito primario es equivalente a esa impedancia situada en el circuito secundario dividida por el cuadrado de la relación de transformación,  $m^2$ .

Una impedancia cualquiera situada en el circuito secundario es equivalente a esa impedancia situada en el circuito primario multiplicada por el cuadrado de la relación de transformación,  $m^2$ .

Una vez vistos los conceptos básicos del transformador ideal se pasará al estudio del transformador real.

### 6.2.8 *El transformador real*

Se puede considerar transformador real, a aquel que no sea ideal. Los transformadores usados en la práctica, son considerados transformadores reales, aunque en algunos casos puedan ser considerados ideales sin cometer demasiado error.

La forma en la que se estudiará el transformador real será a partir del transformador ideal, estudiando las consecuencias del incumplimiento de alguna o algunas de las condiciones de existencias del mismo.

*A) Sea un transformador que no cumple que la permeabilidad del núcleo es tan elevada que el flujo común lo produzca una f.e.m. despreciable.*

- Se considerará en primer lugar el caso en el que el devanado secundario se deje en circuito abierto.

Si se aplica una f.e.m. al primario del transformador, se verificará (6.32), es decir, se creará un flujo  $\Phi$  que engendrará a su vez una fuerza contra electromotriz (f.c.e.m) capaz de compensar la aplicada.

Como ahora el transformador no es ideal será precisa la existencia de una f.m.m.  
 $f.m.m = N_1 \cdot i \neq 0$  para crear dicho flujo, lo cual implica que el transformador absorba una cierta corriente primaria, aun en el caso de estar el secundario abierto.

A esta corriente se le da el nombre de corriente de vacío y se designará por  $i_v$ .

- Conectando una carga al secundario

Circulará entonces una corriente  $i_2$  que dará lugar al flujo  $\phi_{22}$ . El flujo común deberá permanecer invariable puesto que como ya se vio para transformadores ideales y se citó anteriormente la ecuación (6.32)

$$e_1 = N_1 \frac{d\phi_M}{dt} \quad (6.32)$$

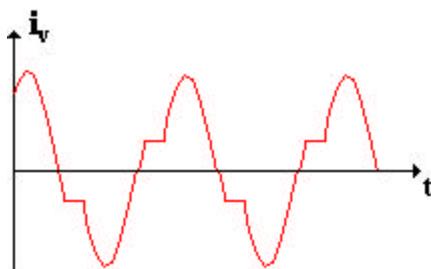
Es decir, el flujo común permanecerá invariable dado que debe inducir una f.c.e.m. igual a la tensión aplicada, la cual es independiente de la tensión del secundario.

Por tanto, al circular corriente por el secundario la corriente de primario aumentará su amplitud para equilibrar la f.m.m. creada por aquella. Entonces podemos suponer la corriente del primario como compuesta de dos partes; una la corriente de excitación o vacío y otra la corriente de carga  $i'_L$  ( $i_1 = i_v + i'_L$ )

Así pues  $i_v$  es la corriente necesaria para crear la f.c.e.m. que equilibra el voltaje aplicado e  $i'_L$  da lugar a la f.m.m. que compensa la creada por la corriente secundaria  $i_2$ .

Es importante tener en cuenta que la corriente de vacío da lugar a una distorsión en la forma de onda de la tensión secundaria.

En efecto, debido a la forma de la curva de histéresis de los materiales ferromagnéticos, la corriente de vacío no es senoidal a pesar de serlo el flujo en el núcleo.



**Figura 6.6** Forma de onda de la corriente de vacío.

En la Figura 6.6 se puede ver que la corriente de vacío no es senoidal, aun en el caso de que al primario se le aplique una tensión de esta forma (senoidal).

Aunque a menudo carece de importancia la forma de la corriente en vacío, puede dar lugar a diversos problemas como son la producción de armónicos en transformadores que forman parte de equipos de transmisión.

*B) En este apartado de asumiré que el transformador tampoco cumple que las pérdidas en el núcleo sean despreciables.*

Hasta ahora hemos considerado la corriente en vacío de un transformador como aquella empleada solamente para crear un flujo cuya derivada es la f.c.e.m. necesaria para compensar la tensión aplicada. No se ha tenido en las pérdidas en el núcleo.

Sin embargo, es sabido que en un núcleo se consume una cierta energía, gastada en el ciclo de histéresis y en la creación de corrientes de *Foucault*, o corrientes parásitas. Por tanto, al trabajar en vacío, el transformador absorberá una cierta

corriente que podemos suponer circula por una resistencia  $R_p$ , tal que la energía gastada en ella sea igual a la de pérdidas del transformador.

La corriente en vacío  $I_v$  tiene, pues, dos componentes:

1.  $i_m$ : *corriente magnetizante* (producto de flujo y en fase con él).
2.  $i_p$ : *corriente de pérdidas* ( responsable de las perdidas y en fase con la tensión aplicada)

Si como suele suceder en los transformadores de potencia, la corriente magnetizante es muy pequeña, (del 4 al 8% de la corriente de carga), no se comete un error importante si se prescinde de su forma peculiar y se le considera sinusoidal.

### 6.2.9 Circuito equivalente de un transformador real

Llamamos circuito equivalente de un transformador real a aquel en el que a partir de escribir sus ecuaciones, se obtienen las ecuaciones correspondientes al transformador.

Para realizar el esquema del circuito equivalente, se tomará como base un transformador ideal al cual se agregarán los elementos necesarios para que el circuito resultante tenga las ecuaciones de un transformador real.

Para ello, se deberá agregar al primario y al secundario, resistencias y bobinas que representen las resistencias de los devanados y las autoinducciones de fugas. En paralelo, deberemos tener un camino por el cual circule la corriente en vacío, ya que, ésta no puede pasar por el transformador ideal debido a que proviene, según sabemos, del hecho de que al ser real el transformador tendrá pérdidas en el núcleo.

Así pues:

1. Por la parte del núcleo correspondiente al primario sólo circulará la componente de carga de la corriente primaria  $i'_L$ .
2. Se colocará en serie , tanto en el primario como en el secundario:
  - a) Una resistencia correspondiente a los devanados.
  - b) Una bobina correspondiente a la autoinducción de fugas.

Las pérdidas en estos elementos reciben el nombre de pérdidas en el cobre.

3. Se colocará en paralelo en el primario una rama constituida por:
  - a) Una bobina por la que circula la corriente magnetizante  $i_m$ .
  - b) Una resistencia por donde circulará la corriente de pérdidas.

Las pérdidas en estos elementos reciben el nombre de pérdidas en el hierro.

Una vez visto todos los elementos que componen el circuito equivalente, la Figura

6.7 muestra el esquema del mismo:

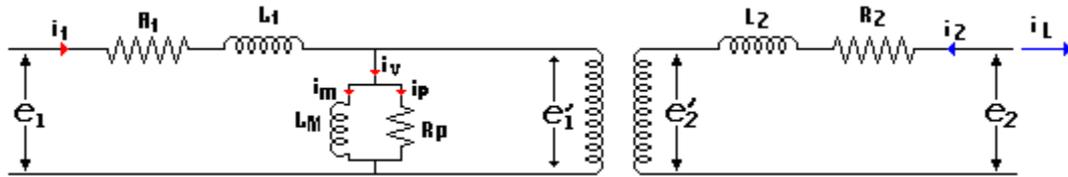


Figura 6.7 Esquema del circuito equivalente del transformador real.

Si de acuerdo con lo visto, se pasa todos los elementos a uno y otro lado del transformador ideal, se obtendrá dos circuitos equivalentes, también exactos, pero con todos los elementos referidos al primario o al secundario.

### 6.2.10 Circuitos aproximados

Dado que la corriente de vacío es muy pequeña comparada con la de carga, se puede considerar, que la caída de tensión producida por  $i_v$  en las resistencias de devanados y en las bobinas representativas de las fugas es despreciable.

Esto quiere decir que:

- En el circuito referido al primario:

$$i_1(R_1 + L_1\omega) \approx I'_L(R_1 + L_1\omega j) \quad (6.37)$$

- En el circuito referido al secundario:

$$i_1 m \left( \frac{L_1\omega}{m^2} \right) \approx i_L \left( \frac{L_1\omega}{m^2} + \frac{R_1}{m^2} \right) \quad (6.38)$$

Teniendo en cuenta esta aproximación, se pueden dibujar los circuitos aproximados del transformador como:

a) Referido al primario.

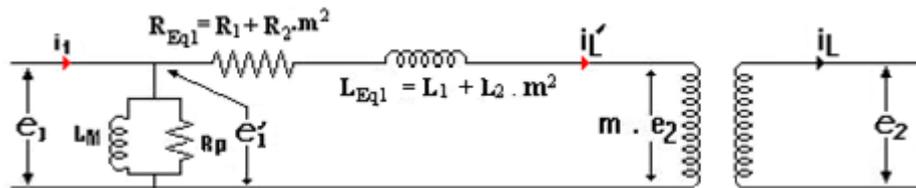


Figura 6.8 Circuito equivalente del transformador real en el lado primario.

b) Referido al secundario.

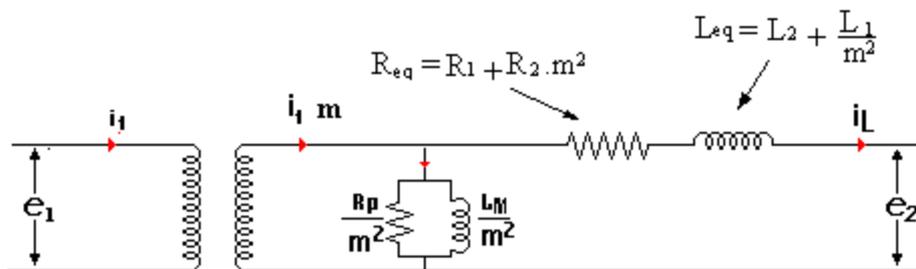


Figura 6.9 Circuito equivalente del transformador real en el lado secundario.

Una vez se ha explicado de forma teórica el funcionamiento del transformador se pasará a estudiar la respuesta del transformador en el laboratorio.

## 6.3 Estudio del transformador en el laboratorio

Una vez analizado el transformador real, y expuestas las ecuaciones que pueden ser de interés, se llevará a cabo la explicación del *setup* de pruebas empleado para el cálculo de la relación de transformación.

Utilizaremos un transformador convencional de 12V DC, en concreto de la empresa *CORVISA*, el modelo *C210* [30]. Éste será utilizado de forma inversa a su uso normal, en lugar de atenuar la señal lo que hará será amplificarla. Esto se consigue utilizando como entrada al transformador el lado secundario en lugar del lado primario. Al hacer este pequeño cambio, la tensión de entrada al lado secundario es multiplicada por el factor  $m$  (relación de transformación) y es la que obtenemos en el lado primario, que en este caso actuará como salida. Aplicando la ecuación (6.34) la relación de transformación teórica de este transformador en particular es la siguiente:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{220V}{12V} = 18,3 \quad (6.39)$$

Para realizar las pruebas en el laboratorio se ha usado el generador de señales que ya se ha mencionado anteriormente, y como elemento de medida se ha tomado el osciloscopio, también previamente citado. El modo de operación ha sido el siguiente: se conectó el generador de señales a la entrada del transformador con una frecuencia fija, inicialmente de 450 Hz, y luego a los 380 Hz que fueron fijados como frecuencia óptima. La tensión que proporciona el generador adquirió valores variables. A la salida del transformador se conectó el osciloscopio, con la finalidad de obtener la relación

entre la señal de entrada y la de salida. Los valores que toman tanto la señal de entrada como la de salida serán mostrados en la Tabla 6.1 y en la Tabla 6.2, así como la relación de transformación del transformador.

La medida sobre la señal de salida se realiza directamente desde los pines de salida del transformador al osciloscopio. La impedancia de entrada del osciloscopio es de  $1\text{ M}\Omega$  con acoplamiento CC. Por tanto se puede considerar que la medida se realiza con una carga infinita a la salida, o lo que es lo mismo un circuito abierto.

Una vez establecidos los criterios con los que se va a estudiar el transformador se pasa a la muestra de los resultados.

## 6.4 Resultados

Los resultados obtenidos tras los estudios realizados en el laboratorio para el transformador aportan la información de la relación de transformación, es decir, el factor por el cual se multiplica la señal de entrada al transformador para obtener la salida. Tanto en la Tabla 6.1 como en la Tabla 6.2 se pueden observar dichos resultados. En estas tablas se representan los siguientes parámetros:

- *Frecuencia (Hz)*: en primer lugar se puede ver la frecuencia de la señal, tanto los 380Hz como los 450 Hz.

- *Entrada ( $V_{pp}$ ):* es la señal que se le ha aplicado a la entrada del transformador en el lado primario. Esta señal viene dada en voltios de pico a pico ( $V_{pp}$ ).
- *Salida ( $V_{pp}$ ):* la tensión de salida que nos da el transformador para esa tensión de entrada previamente definida, también su valor viene dado en voltios de pico a pico ( $V_{pp}$ ).
- *Factor:* relación de transformación, factor por el cual se multiplica la tensión de entrada para dar la tensión correspondiente a la salida.

Frecuencia(Hz)	Entrada(Vpp)	Salida(Vpp)	Factor
450	0,1	1,44	14,4
	0,2	3	15
	0,3	4,56	15,2
	0,4	6,24	15,6
	0,5	7,8	15,6
	0,6	9,4	15,7
	0,7	11	15,7
	0,8	12,6	15,7
	0,9	13,8	15,3
	1	15,2	15,2
	1,1	16,8	15,3
	1,2	18,2	15,2

Tabla 6.1 Relación de transformación para frecuencias fijas de 450 Hz.

Frecuencia(Hz)	Entrada(Vpp)	Salida(Vpp)	Factor
380	0,1	1,44	14,4
	0,2	2,8	14
	0,3	4,2	14
	0,4	5,8	14,5
	0,5	7,12	14,2
	0,6	8,56	14,3
	0,7	10	14,3
	0,8	11,4	14,3
	0,9	13	14,4
	1	14,4	14,4
	1,1	15,8	14,4
	1,2	17,2	14,3

**Tabla 6.2** Relación de transformación para frecuencias fijas de 380 Hz.

Anteriormente, en la ecuación (6.39) se determinó que la relación de transformación del transformador empleado es de 18,3. Como se puede ver en la Tabla 6.1 y en la Tabla 6.2 la relación de transformación para nuestro sistema de pruebas difiere de este valor.

Esto se puede deber a varios factores. Uno de ellos puede ser que el transformador está optimizado para trabajar a la frecuencia de la red eléctrica, 50 Hz, y en nuestro Proyecto la frecuencia de trabajo es de unas centenas de hercios mayor. El motivo por el cual la frecuencia a la que se trabaja puede afectar a la eficiencia del transformador es debido a la reactancia presente en éste. Es decir, a la resistencia ofrecida dentro del transformador al paso de la corriente por parte de los condensadores y bobinas [31].

Como se puede ver en las tablas anteriores la relación de transformación de la que dispondremos será de 14.

Una vez visto el funcionamiento del transformador y los resultados obtenidos en el laboratorio tras realizar un estudio sobre éste se pasará a estudiar el siguiente elemento que compone el bloque de acondicionamiento de señal, el conversor AC/DC.



## Capítulo 7

### El convertor AC/DC

#### 7.1 Introducción

Llegados a este punto ya se han explicado, casi en su totalidad, todas las partes que compondrán el sistema final. Se ha tratado el transductor electroacústico, el módulo EH300 y una de las partes que compone el bloque de acondicionamiento de la señal, el convertor AC/AC. En este capítulo se llevará a cabo el estudio del otro componente de dicho bloque, es decir, el convertor AC/DC.

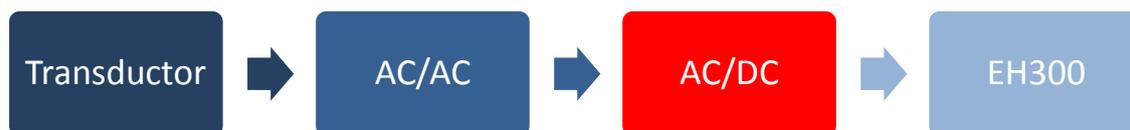


Figura 7.1 Diagrama de bloques del sistema.

En el capítulo anterior se han explicado los diferentes tipos de convertidores de potencia que nos podemos encontrar [23]-[26]. Ahora se hablará del convertidor AC/DC. Se usará este tipo de convertidor debido a la necesidad de transformar, la señal alterna que se obtiene de la salida del convertidor AC/AC, en una señal continua. Es necesaria la transformación de la señal AC en una DC ya que, como se pudo ver en las tablas del Capítulo 4, concretamente en la Tabla 4.3, el tiempo que tarda en cargarse el EH300 para señales de entrada continuas es casi inmediato a partir de aproximadamente los 5V(DC).

Un convertidor AC/DC se encarga de transformar las señales alternas en señales continuas. Para este fin, se pueden utilizar circuitos rectificadores de voltaje, tanto de media onda como de onda completa. En los circuitos rectificadores el valor de la tensión continua que se obtiene a la salida, suele ser igual al valor de pico máximo que se tiene a la entrada. En este Proyecto se busca tener el mayor valor de tensión posible, por consiguiente, se pensó que en lugar de utilizar un rectificador de onda, se podía usar un multiplicador de tensión. Con este tipo de circuitos se obtiene una señal de salida continua en función de una señal de entrada senoidal, con la salvedad de que el valor de la tensión de salida es el valor de pico máximo de la señal de entrada, multiplicada por un factor  $n$ .

En este capítulo se explicará el funcionamiento de un multiplicador de voltaje, la forma en la que se ha llevado a cabo su estudio mediante simulaciones, y los resultados obtenidos tras los experimentos realizados.

## 7.2 Circuitos multiplicadores de voltaje

Los circuitos multiplicadores de voltaje son circuitos básicos que tienen una gran variedad de aplicaciones [32]. Son circuitos que hacen uso de la propiedad de almacenamiento de energía de los condensadores, así como del efecto de circulación en un solo sentido del que gozan los diodos y, a su vez, no tienen la necesidad de utilizar transformadores. Sin embargo, para un buen funcionamiento de estos circuitos es necesario contar con un transformador a la entrada que pueda suministrar determinada cantidad de corriente. Esta corriente será suficiente para alimentar el circuito específico que se está diseñando, puesto que, al aumentar  $n$ -veces el voltaje, estamos disminuyendo la corriente, de tal forma que se mantenga constante la potencia entregada por la fuente. Básicamente podemos decir que el multiplicador de tensión es un circuito que se alimenta con un voltaje AC de entrada, obteniendo un voltaje DC de salida, múltiplo del voltaje de pico de la entrada, tal y como muestra el esquema de la Figura 7.2.

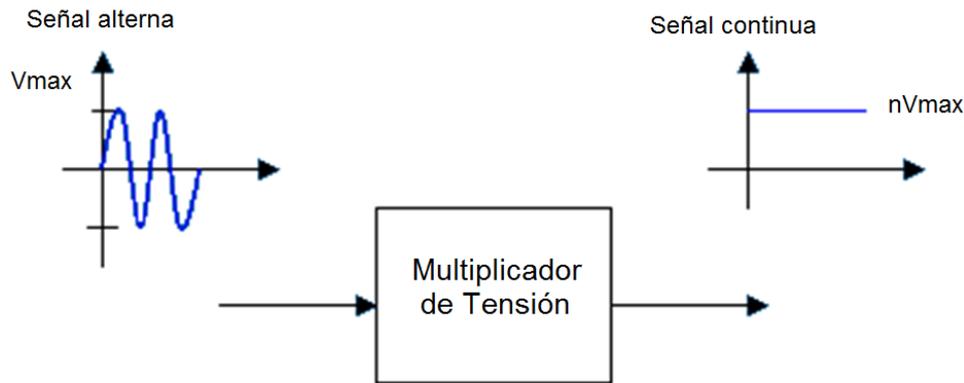


Figura 7.2 Esquema del sistema multiplicador de tensión.

### 7.2.1 Doblador de voltaje

El circuito de la Figura 7.3 es un doblador de voltaje de media onda, su modo de funcionamiento es el siguiente. Durante el medio ciclo de voltaje positivo a través del transformador, el diodo del secundario D1 conduce (y el diodo D2, está en corte), cargando el condensador C1 hasta la tensión de pico rectificada ( $V_m$ ). El diodo D1, es idealmente un circuito cerrado durante este medio ciclo, y el voltaje de entrada carga al condensador C1 hasta  $V_m$  con la polaridad mostrada en la Figura 7.4. Durante el medio ciclo negativo del voltaje del secundario, el diodo D1 está en corte y el diodo D2 conduce carga al condensador C2. Dado que el diodo D2 actúa como un corto durante el medio ciclo negativo (y el diodo D1 abierto), pueden sumarse los voltajes del lazo externo (véase Figura 7.5):

$$-V_{C2} + V_{C1} + V_m = 0 \quad (7.1)$$

$$-V_{C2} + V_m + V_m = 0 \quad (7.2)$$

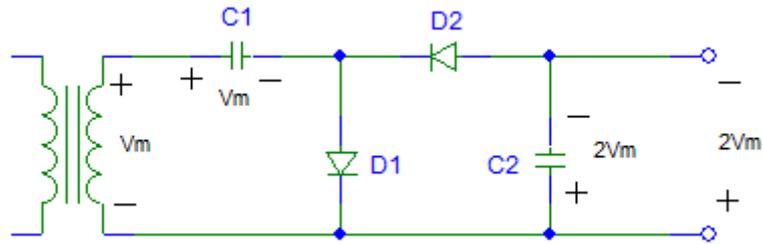


Figura 7.3 Doblador de tensión de media onda.

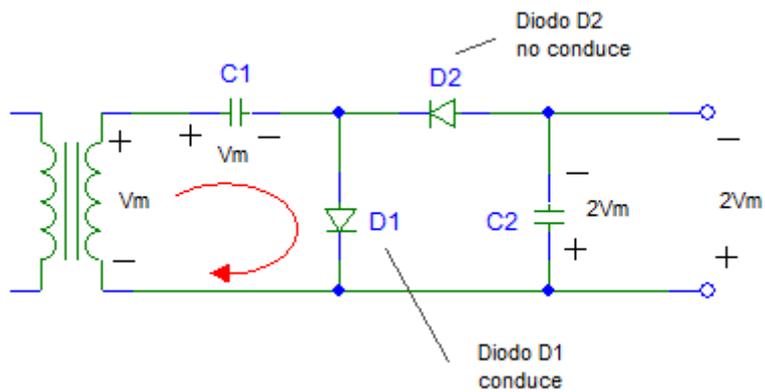


Figura 7.4 Ciclo de operación con medio ciclo positivo.

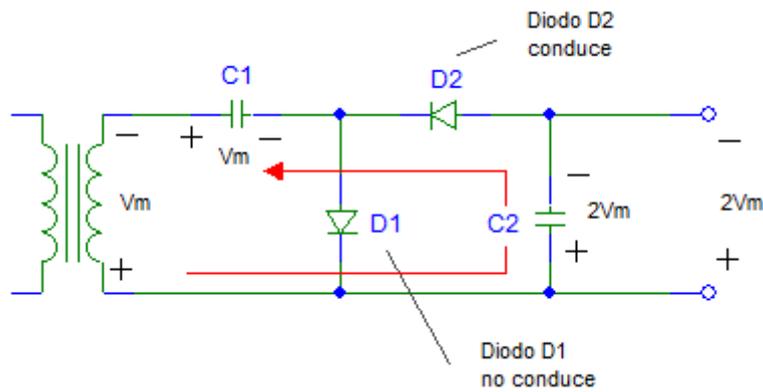
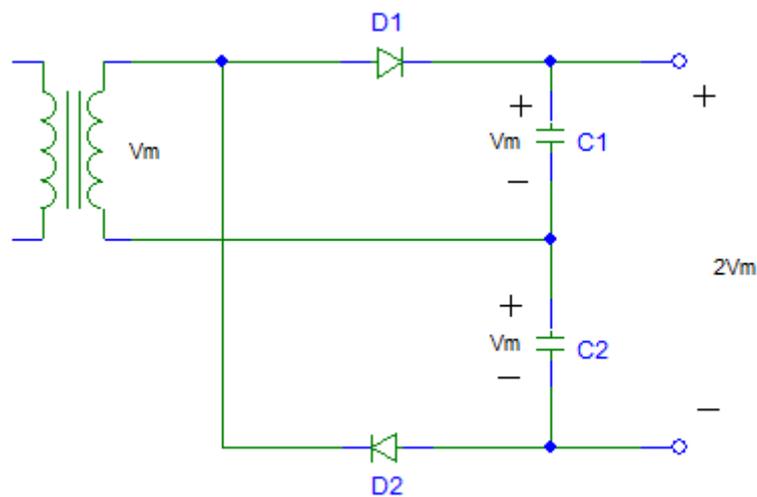


Figura 7.5 Ciclo de operación con medio ciclo negativo.

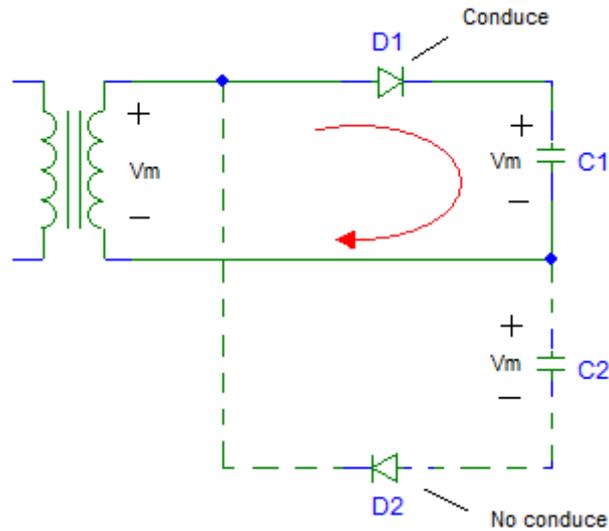
En el siguiente medio ciclo positivo, el diodo D2 no está conduciendo y el condensador C2 se descargará a través de la carga. Si no está conectada ninguna carga a través del condensador C2, ambos condensadores permanecen cargados, C1

a  $V_m$  y C2 a  $2V_m$ . Si, como pudiera esperarse, existe una carga conectada a la salida del doblador de voltaje, el voltaje a través del condensador C2, cae durante el medio ciclo positivo (en la entrada), el condensador se recarga hasta  $2V_m$  durante el medio ciclo negativo. La forma de onda de la salida a través del condensador C2 es la de una señal de media onda filtrada por un filtro condensador. La tensión de pico inversa a través de cada diodo es de  $2V_m$ .

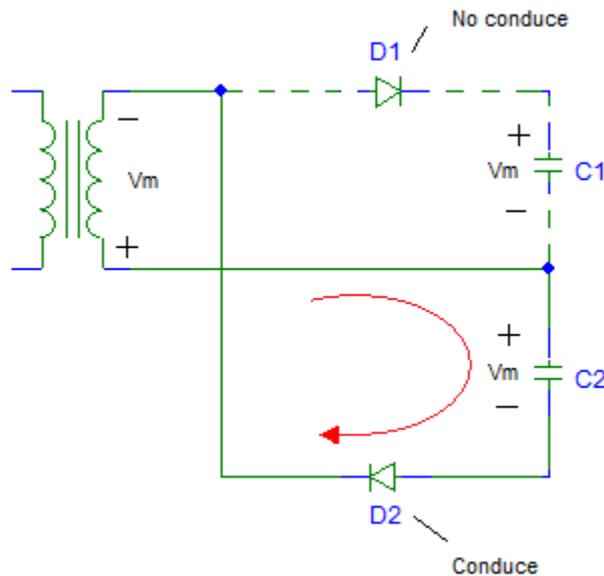
Otro circuito doblador es el de onda completa de la Figura 7.6. Durante el medio ciclo positivo del voltaje del secundario del transformador (véase Figura 7.7), el diodo D1 conduce carga al condensador C1 hasta una tensión de pico  $V_m$ . El diodo D2 no conduce en ese momento.



**Figura 7.6** Dobrador de tensión de onda completa.



**Figura 7.7** Operación con medio ciclo de operación positivo para el doblador de onda completa.



**Figura 7.8** Operación con medio ciclo de operación negativo para el doblador de onda completa.

Durante el medio ciclo negativo (véase la Figura 7.8) el diodo D2 conduce carga al condensador C2, en tanto que el diodo D1 no está conduciendo. Si no hay consumo de corriente en la carga del circuito, el voltaje a través de los condensadores C1 y C2

es el mismo que a través de un condensador alimentado por un circuito rectificador de onda completa. Una diferencia es la capacitancia efectiva de C1 y C2 en serie, que es menor a la capacitancia de C1 y C2 solos. El valor menor del condensador ofrecerá una acción de filtrado más pobre que el circuito de filtrado con un solo condensador.

La tensión de pico inversa a través de cada diodo es  $2V_m$  tal y como sucede para el circuito de filtro con condensador. Resumiendo, los circuitos dobladores de tensión de media onda y de onda completa ofrecen el doble del voltaje de pico del secundario del transformador, el único requerimiento que se le pide al transformador es un valor de pico inverso de  $2V_m$ .

### **7.2.2 Triplicador y cuádruplicador de voltaje**

En la Figura 7.9 se muestra una extensión del doblador de voltaje de media onda, el cual multiplica hasta tres y cuatro veces el voltaje de pico de entrada. Siguiendo el mismo patrón de conexión que para el circuito doblador de media onda, se añadirán diodos y condensadores de tal manera que la tensión de salida se multiplique tres, cuatro, cinco y hasta  $n$  veces, por el voltaje de pico de entrada ( $V_m$ ).

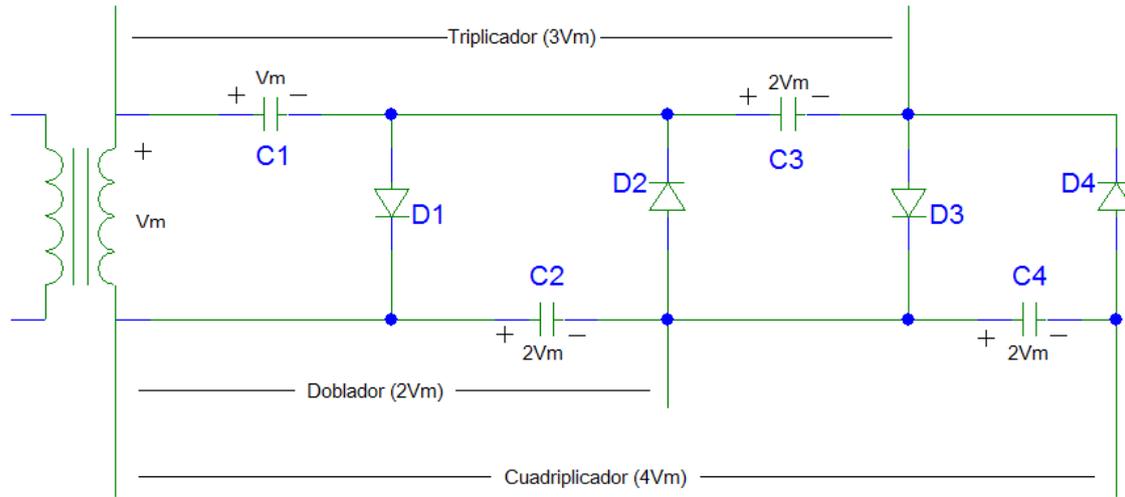


Figura 7.9 Triplicador y cuadruplicador de voltaje.

Inicialmente, el condensador  $C_1$  se carga a través del diodo  $D_1$  a un voltaje de pico,  $V_m$ , durante el medio ciclo positivo del voltaje del secundario del transformador. Seguidamente, el condensador  $C_2$  se carga al doble del voltaje de pico  $2V_m$ , por la suma de los voltajes a través del condensador  $C_1$  y el transformador, durante el medio ciclo negativo del voltaje del secundario del transformador. Posteriormente, durante el siguiente medio ciclo positivo, el diodo  $D_3$  conduce y el voltaje a través del condensador  $C_2$  carga al condensador  $C_3$  a la misma tensión de pico  $2V_m$ . En el medio ciclo negativo posterior, los diodos  $D_2$  y  $D_4$  conducen con en condensador  $C_3$ , cargando a  $C_4$  a  $2V_m$ .

La tensión a través del condensador  $C_2$  es  $2V_m$ , mientras que a través de  $C_1$  y  $C_3$  es de  $3V_m$ , y a través de  $C_2$  y  $C_4$  es de  $4V_m$ . Si se utilizan secciones adicionales de diodo y condensador, cada condensador será cargado con  $2V_m$ . La medida desde la parte superior del devanado del transformador (Figura 7.9) ofrecerá múltiplos nones de

$V_m$  en la salida, mientras que si la medida es desde la parte inferior del transformador la tensión de salida ofrecerá múltiplos pares del voltaje de pico  $V_m$ .

El valor de tensión nominal de salida del transformador es únicamente  $V_m$ , y cada diodo en el circuito debe de tener un valor nominal de  $2 V_m$  de pico inverso. Si la carga es pequeña y los condensadores tienen pocas fugas mediante este tipo de circuitos pueden generarse tensiones DC muy altas utilizando un número elevado de secciones.

## **7.3 Análisis del funcionamiento del multiplicador en el laboratorio y resultados**

El estudio llevado a cabo en el laboratorio, referido al multiplicador, consta de más etapas de las que se realizaron para otras partes del sistema. Esto se debe a que el estudio posee un análisis con simulación y otro sobre el montaje real. A continuación, se explicará la metodología llevada a cabo para el estudio del multiplicador. Inicialmente se hablará de las simulaciones efectuadas, las cuales se han llevado a cabo con el programa PSpice [33], y posteriormente se hablará de los resultados obtenidos sobre montaje.

El esquema empleado en la simulación se muestra en la Figura 7.10.

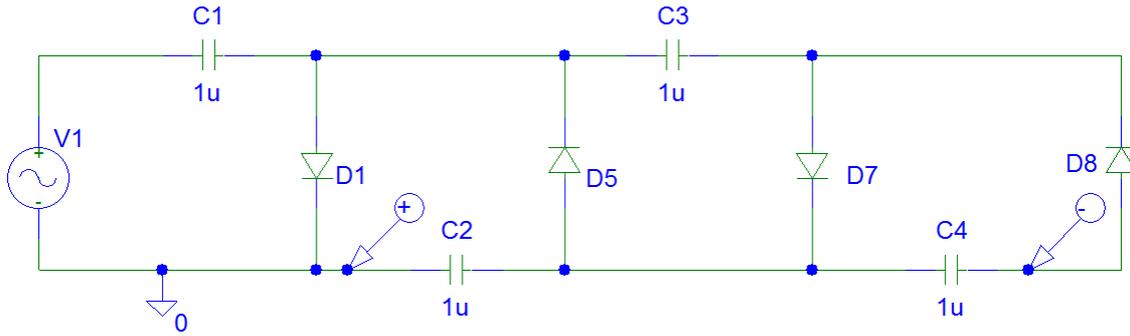
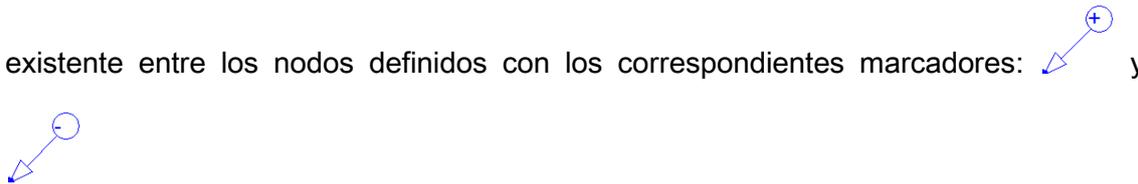


Figura 7.10 Esquema de simulación.

Como se puede comprobar, el circuito que se usa en la simulación está compuesto por un generador de señales, V1. A partir de V1 se pueden variar los parámetros característicos de cada una de las señales que se utilicen, tales como, la frecuencia, amplitud, Vpp o su nivel de continua. Para las simulaciones realizadas en este apartado, el nivel de continua será 0. El valor de los condensadores utilizados es de 1  $\mu$ F. Para calcular la respuesta del circuito, se medirá la diferencia de tensión existente entre los nodos definidos con los correspondientes marcadores:



Seguidamente, se dará una explicación sobre la manera en la que se han desarrollado las simulaciones efectuadas. Los parámetros definidos para la señal de entrada al circuito serán los siguientes: amplitud de 1 Vp con una frecuencia de 380 Hz y un nivel de *offset* de 0 V. Una vez definidos estos parámetros, se lanza una simulación transitoria de aproximadamente 15 segundos, para asegurar que se estabiliza el resultado.

El resultado obtenido a partir de la simulación es el que se muestra en la Figura 7.11. Se puede observar que para una señal de entrada de 1 Vp, el valor a la salida del multiplicador será 3,4627V.

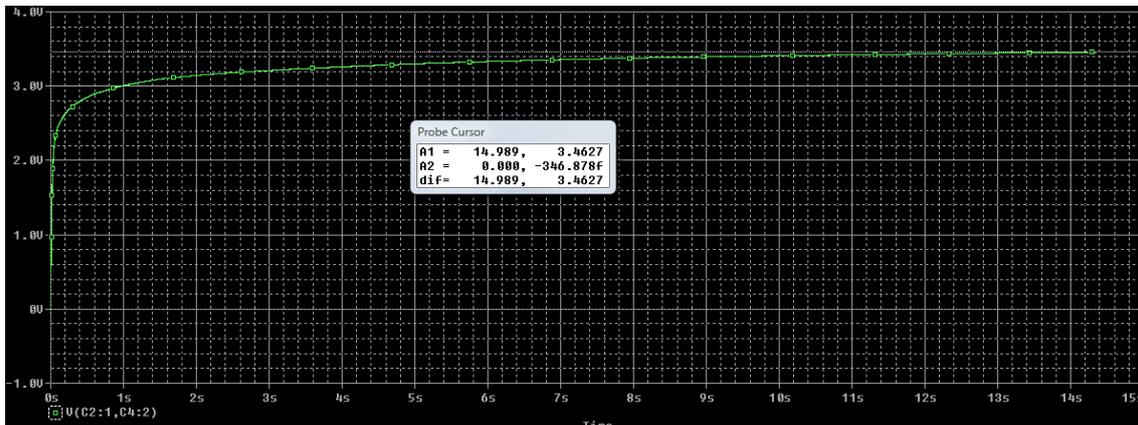


Figura 7.11 Resultado de la simulación.

Después de haber establecido la forma de trabajo con la que se obtendrán los valores de las correspondientes simulaciones, se mostrarán los resultados obtenidos en la Tabla 7.1.

Los parámetros que se pueden analizar en la Tabla 7.1 son los siguientes:

- $Frec(Hz)$ : frecuencia de la señal de entrada al circuito.
- $V_{in}(V_{pp})$ : la amplitud de pico a pico de la señal de entrada al circuito.
- $V_{max}(V)$ : valor máximo de tensión que toma la señal senoidal. Al no tener un nivel de continua la señal  $V_{max}$  será la mitad de  $V_{in}$ .

$$V_{max} = \frac{V_{in}}{2} \quad (7.3)$$

- $V_{outTeorico}(V)$ : el valor teórico de la señal de salida del multiplicador, es decir, este parámetro se obtendrá de multiplicar el valor máximo de la señal por el factor de multiplicación que aporta el circuito, que para este caso es 4.

$$V_{outTeorico} = V_{max} * 4 \quad (7.4)$$

- $V_{outSim}(V)$ : valor de la tensión de salida del multiplicador obtenido a partir de la simulación.
- *Factor mult.*: corresponde con el factor de multiplicación que aporta el circuito según los parámetros obtenidos a partir de las simulaciones.

$$Factor\ Mult = \frac{V_{outsim}}{V_{max}} \quad (7.5)$$

En un primer momento puede dar la impresión de que los parámetros de la tensión de entrada  $V_{in}$  son aleatorios, pero no es el caso. Los valores de este parámetro están tomados tanto de la Tabla 6.1 como de la Tabla 6.2, que corresponden con los valores de tensión de salida del transformador.

Frec (Hz)	Vin(Vpp)	Vmax(V)	VoutTeorico(V)	VoutSim(V)	Factor mult
380Hz	1,4	0,7	2,8	2,3	3,2
	2,8	1,4	5,6	5	3,6
	4,2	2,1	8,4	7,8	3,7
	5,8	2,9	11,6	10,1	3,5
	7,1	3,6	14,2	13,4	3,8
	8,6	4,3	17,1	16,4	3,8
	10	5	20	19,3	3,8
	11,4	5,7	22,8	22,1	3,9
	13	6,5	26	25,3	3,9
	14,4	7,2	28,8	28,1	3,9
	15,8	7,9	31,6	30,9	3,9
450	1,4	0,7	2,9	2,4	3,4
	3	1,5	6	5,5	3,7
	4,6	2,3	9,1	8,5	3,7
	6,2	3,1	12,5	11,8	3,8
	7,8	3,9	15,6	14,9	3,8
	9,4	4,7	18,8	18,1	3,8
	11	5,5	22	21,3	3,9
	12,6	6,3	25,2	24,5	3,9
	13,8	6,9	27,6	26,8	3,9
	15,2	7,6	30,4	29,4	3,9
	16,8	8,4	33,6	32,8	3,9
18,2	9,1	36,4	35,6	3,9	

Tabla 7.1 Resultados de las simulaciones.

Como se puede comprobar, el valor de tensión de salida del multiplicador es casi el valor que se espera alcanzar en función del valor teórico calculado. Se tienen algunas pérdidas posiblemente ocasionadas por las tensiones umbrales de los diodos.

Aun así, los valores que se obtienen a la salida del multiplicador son aparentemente válidos para la activación del módulo EH300.

Una vez efectuadas las diferentes simulaciones, fueron tomadas las medidas reales. Estas medidas se realizaron tras haber llevado a cabo el montaje del circuito multiplicador en la placa *proto-board*. El esquema seguido es el mismo que el de la Figura 7.10. Para el caso real se utilizaron condensadores cerámicos de 1  $\mu\text{F}$  así como diodos *Schottky* fabricados por *ON Semiconductors*, modelo *MBR1100* [34].

El motivo por el cual se ha empleado este tipo de diodos es, principalmente, porque poseen una tensión umbral mucho menor que la de los diodos normales. Se realizaron pruebas con diodos con tensiones umbrales de 0,6 – 0,7 V pero las pérdidas de tensión asociadas eran demasiado elevadas, teniendo en cuenta que era necesario el uso de 4 diodos. Los diodos *MBR1100* tienen una tensión umbral de 0,2 V y por tanto las pérdidas no son tan elevadas. Para tener una idea, con los diodos de 0,6 V de tensión umbral, el nivel de tensión que se obtiene a la salida del multiplicador trabajando con una señal de entrada de 1 Vpp es de 534 mV. Con los diodos de 0,2 V trabajando con la misma señal de entrada, el nivel de tensión resultante a la salida del multiplicador es de 1,5 V.

Para obtener las medidas, en primer lugar se conectó el generador de señales a la entrada del multiplicador, fijando tanto la frecuencia, como la amplitud de la señal generada. A la salida del circuito se conectó un osciloscopio a partir del cual se

obtendrán las medidas de los valores de tensión resultantes del multiplicador. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 7.2.

Frec (Hz)	Vin(Vpp)	Vmax(V)	VoutMedido(V)	Factor Mult
<b>380</b>	1,4	0,7	2,3	3,3
	2,8	1,4	5	3,6
	4,2	2,1	7,7	3,7
	5,8	2,9	10,8	3,7
	7,1	3,6	13,3	3,7
	8,6	4,3	16,1	3,8
	10	5	18,9	3,8
	11,4	5,7	21,7	3,8
	13	6,5	24,7	3,8
	14,4	7,2	27,4	3,8
	15,8	7,9	30,1	3,8
<b>450</b>	1,4	0,7	2,4	3,3
	3	1,5	5,3	3,5
	4,6	2,3	8,3	3,7
	6,2	3,1	11,6	3,7
	7,8	3,9	14,6	3,7
	9,4	4,7	17,9	3,8
	11	5,5	20,9	3,8
	12,6	6,3	24,1	3,8
	13,8	6,9	26,4	3,8
	15,2	7,6	29,1	3,8
	16,8	8,4	32,2	3,8
18,2	9,1	35	3,8	

**Tabla 7.2** Medidas realizadas en el multiplicador.

Como se puede apreciar, los valores obtenidos tanto en simulación, como las medidas realizadas sobre el propio circuito en el laboratorio se asemejan bastante.

Al finalizar las pruebas para la caracterización del multiplicador lo que se hizo fue conectar el multiplicador al transformador y al EH300, y de esta manera verificar su funcionamiento. Los resultados de esta prueba se mostrarán más adelante en la Tabla 8.1. Efectivamente, se comprobó que el sistema era capaz de cargar el módulo EH300, pero no de la forma que se esperaba. La carga no se efectuaba de forma continua, sino de forma escalonada. Esto se puede deber al funcionamiento del multiplicador, mostrado en la Figura 7.12. Se comprueba que éste alcanza el valor de salida de forma escalonada también.

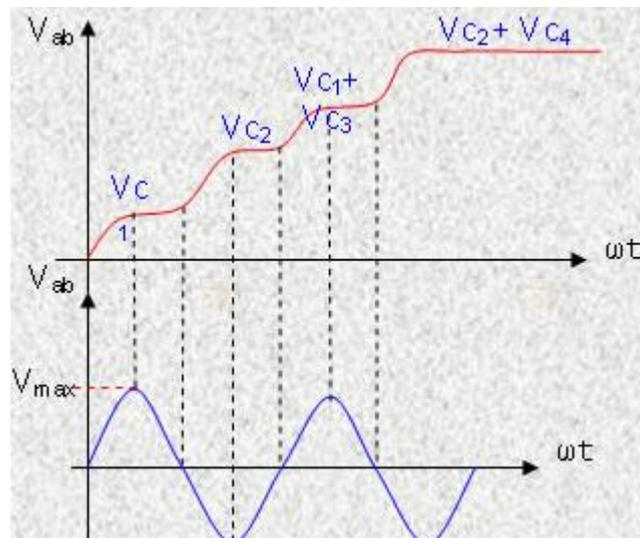


Figura 7.12 Proceso de carga del dispositivo EH300

Una vez analizados los resultados se planteó la siguiente posibilidad. En lugar de sólo introducir al EH300 la señal continua procedente de la salida del multiplicador, usar una señal alterna con un valor de *offset* añadido y de esta manera comparar los

tiempos de carga del EH300 con una y otra señal. A continuación se llevará a cabo la caracterización del circuito que se planteó.

El circuito que se decidió utilizar con esta finalidad es exactamente el mismo que para el uso normal del multiplicador pero tomando las medidas en puntos diferentes del esquemático. En la Figura 7.13 se pueden apreciar cuales fueron estos puntos,

definidos por el icono, *AGND* , y por .

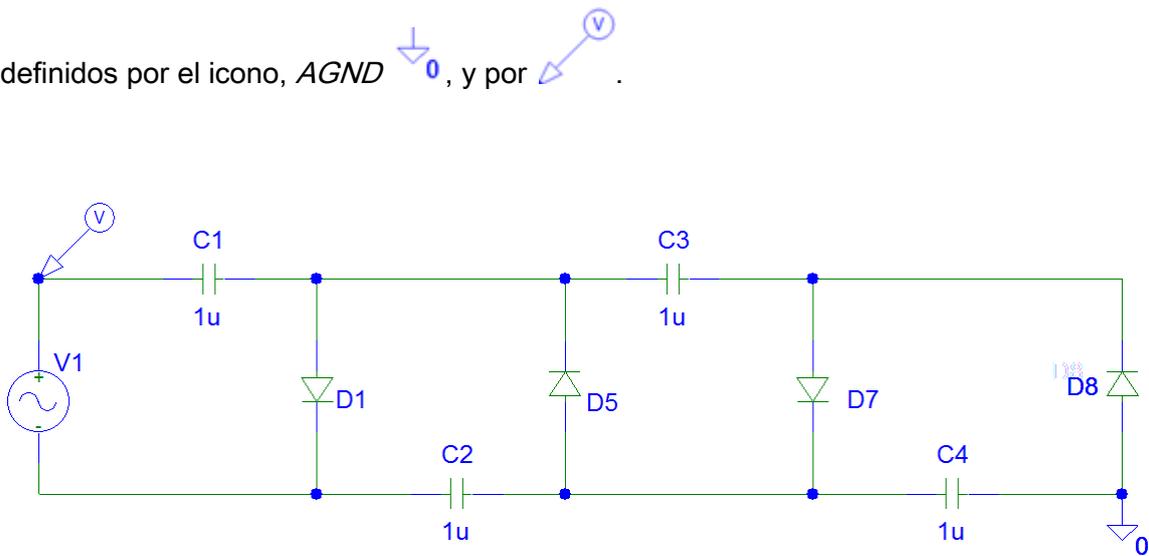


Figura 7.13 Esquema del multiplicador con referencias modificadas.

El resultado obtenido, tras simular el circuito para una señal de entrada de 1 Vp y una frecuencia e 380 Hz se puede ver en la Figura 7.14. Como se puede apreciar, se trata de una señal senoidal con un nivel de *offset* asociado. En la Figura 7.15 se muestra en detalle la zona ampliada de la representación de la señal senoidal.

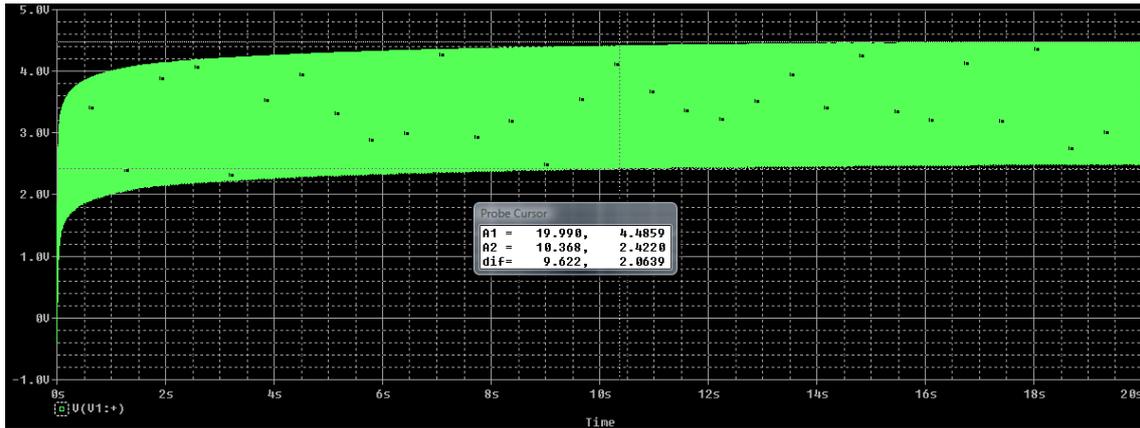


Figura 7.14 Imagen resultante de la simulación del multiplicador con las referencias cambiadas.

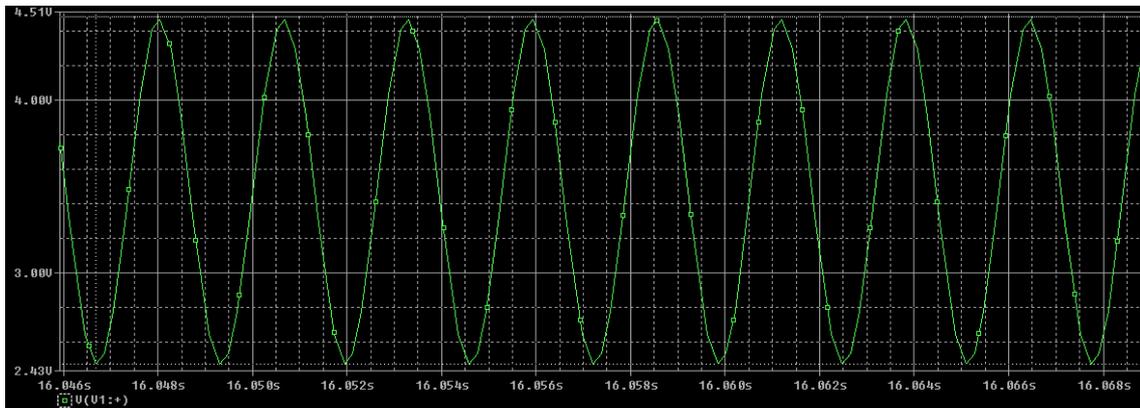


Figura 7.15 Zoom aplicado al resultado de la simulación.

Los resultados que se obtienen de la simulación son los siguientes:

- El valor máximo de la tensión de salida,  $V_{max}$ , es de 4,4635 V.
- El valor mínimo de la tensión de salida,  $V_{min}$ , es de 2,4738 V.
- El valor de pico a pico de la señal de salida lo calculamos como la resta del valor máximo menos el valor mínimo

$$V_{pp} = V_{max} - V_{min} \quad (7.6)$$

El valor que obtenemos para el caso simulado es de 1,9897Vpp.

- El nivel de *offset* de la señal de salida lo calculamos mediante la siguiente expresión:

$$V_{Offset} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2} + V_{min} \quad (7.7)$$

Realizando esta operación se obtiene que el nivel  $V_{offset}$  es de 3,46865 V.

- El factor de multiplicación es el factor por el que se multiplica el nivel máximo de la señal de entrada para obtener el nivel de *offset*, el modo de calcularlo es el siguiente:

$$Factor\ Mult = \frac{V_{offset}}{V_{pp}/2} \quad (7.8)$$

En la Tabla 7.3 se muestran los resultados de las simulaciones realizadas para diferentes valores de la frecuencia y amplitud de la señal de entrada.

Frec(Hz)	Vin(Vpp)	Vout(Vpp)	Voffset(V)	Vmax(V)	Factor Mult
380	1,4	1,4	2,3	3	3,3
	2,8	2,8	5	6,4	3,6
	4,2	4,2	7,7	9,8	3,7
	5,8	5,8	10,8	13,7	3,7
	7,1	7,12	13,3	16,86	3,7
	8,6	8,56	16	20,28	3,7
	10	10	18,9	23,9	3,7
	11,4	11,4	21,6	27,3	3,8
	13	13	24,6	31,1	3,8
	14,4	14,4	27,3	34,5	3,9
	15,8	15,8	30,9	38,8	3,9
450	17,2	17,2	33	41,6	3,8
	1,4	1,4	2,3	3	3,3
	1,5	1,5	2,5	3,3	3,3
	3	3	5,5	7	3,7
	4,6	4,6	8,5	10,8	3,7
	6,2	6,2	11,7	14,8	3,8
	7,8	7,8	14,6	18,5	3,7
	9,4	9,4	17,7	22,4	3,8
	11	11	20,9	26,4	3,8
	12,6	12,6	23,8	30,1	3,8
	13,8	13,8	26,2	33,1	3,8
	15,2	15,2	29,1	36,7	3,8
16,8	16,8	32,2	40,6	3,8	
18,2	18,2	35	44,1	3,8	
1K	0,2	0,2	0,15	0,25	1,5
	0,3	0,3	0,27	0,42	1,8
	1,5	1,5	2,5	3,25	3,3

**Tabla 7.3** Resultado de las simulaciones para el circuito multiplicador con las referencias modificadas.

En la Tabla 7.3, se puede comprobar que los valores iniciales de  $V_{in}$  son valores que parten de 0,2 Vpp y se van incrementando en 0,1 ó 0,2 V. Posteriormente estos valores adquieren los mismos valores que para la Tabla 7.2. Dichos valores, no son aleatorios, son los mostrados anteriormente en la Tabla 6.1 y en la Tabla 6.2, las cuales muestran los valores de tensión que se obtenían a la salida del transformador en función de las diferentes frecuencias.

Después de haber analizado la Tabla 7.3, se puede concluir que el factor de multiplicación que aplica el Multiplicador x4 a nuestro circuito es de 3,7 aproximadamente.

Una vez simulado el circuito y caracterizada su respuesta, se pasará a explicar el modo en el que se efectuaron las medidas reales, para la caracterización del mismo.

Para desarrollar el *setup* a partir del cual se ha llevado a cabo la caracterización del multiplicador se ha realizado el montaje del circuito de la Figura 7.13. Es el mismo montaje que se mencionó anteriormente, con la salvedad de que las medidas se han tomado desde puntos diferentes.

Una vez completado el montaje del circuito se conectó el osciloscopio para analizar la respuesta del mismo ante diferentes estímulos. Los resultados obtenidos se pueden ver en la Tabla 7.4.

Frec (Hz)	Vin(Vpp)	Vout(Vpp)	Voffset(V)	Vmax(V)	Factor Mult
<b>380</b>	1,4	1,4	2,2	2,9	3,2
	2,8	2,8	4,9	6,3	3,5
	4,2	4,2	7,5	9,6	3,6
	5,8	5,8	10,5	13,4	3,6
	7,1	7,1	13,1	16,7	3,7
	8,6	8,6	15,7	20	3,7
	10	10	18,7	23,7	3,7
	11,4	11,4	21,5	27,2	3,7
	13	13	24,4	30,9	3,8
	14,4	14,4	27,8	35	3,8
	17,2	15,8	30,1	38	3,5
17,8	17,8	36,9	45,8	4,1	
<b>450</b>	1,4	1,4	2,2	2,9	3,2
	1,5	1,5	2,3	3,1	3,1
	3	2,8	4,8	6,2	3,2
	4,6	4,6	7,8	10,1	3,4
	6,2	6	11	14	3,5
	7,8	7,6	14	17,8	3,6
	9,4	9,2	17,6	22,2	3,7
	11	10,8	20,3	25,7	3,7
	12,6	12,4	23	29,2	3,7
	13,8	13,6	25,5	32,3	3,7
	15,2	15,2	28,1	35,7	3,7
	16,8	16,6	32,1	40,4	3,8
18,2	18,2	34	43,1	3,7	
<b>1K</b>	0,2	0,2	0,2	0,3	1,5
	0,3	0,3	0,3	0,4	1,8
	1,5	1,4	2,3	3	3,1

**Tabla 7.4** Resultados obtenidos de las medidas realizadas en el multiplicador con las referencias cambiadas.

Haciendo una comparación de la Tabla 7.2 y de la Tabla 7.4, el nivel de continua a la salida del multiplicador con la primera configuración y el nivel de offset que se encuentra a la salida del multiplicador explicado en la segunda configuración son prácticamente iguales. Es decir que con la segunda configuración el valor máximo de la señal es mayor ya que a este valor de offset hay que añadir el valor de pico de la señal que se aplica a la entrada.

Esta configuración también se conectó al transformador y al EH300 para comprobar su funcionalidad. Los resultados obtenidos se analizarán más adelante, en la Tabla 8.1. Pero sí se comprobó que la carga se realizaba de forma continuada, no escalonada como con la configuración anterior.

Una vez estudiado en este capítulo el funcionamiento del convertidor AC/DC y una posible variante para éste, se pasará a realizar otro estudio. Éste consistirá en conocer con cuál de las dos configuraciones se activa antes la salida del EH300 a partir de una misma entrada. En el capítulo siguiente se analizarán los resultados que se han obtenido para este estudio final.

## Capítulo 8

### Estudio final

#### 8.1 Introducción

A lo largo de este documento se ha detallado el objetivo de este proyecto. Recordemos que éste consiste en activar la salida del dispositivo EH300 a partir del sonido, y que a su vez se suministre energía a una carga. Asimismo, se ha llevado a cabo un estudio exhaustivo de las partes que componen el sistema implementado finalmente, el cual se puede ver en la Figura 8.1. Ya en capítulos anteriores, se detalló

el funcionamiento de cada uno de los bloques y se realizó un análisis de los resultados obtenidos tras el estudio en el laboratorio de cada uno de ellos.



**Figura 8.1** Diagrama de bloques del sistema implementado.

Todos los bloques anteriores son parte fundamental de nuestro sistema.

- El EH300: dispositivo principal dentro de nuestro estudio.
- Elemento transductor: sin el cual no sería posible captar las ondas sonoras presentes en el ambiente.
- Dentro del bloque acondicionador de señal, los dos convertidores, el AC/AC inicial y posteriormente el AC/DC.

Recordemos que con el conversor AC/DC se implementaron dos posibles configuraciones. En la primera configuración (véase la Figura 8.2) a la salida se obtiene una señal DC de diferentes valores. Este valor, es igual al valor máximo de la señal senoidal que se la aplica a la entrada multiplicado por un factor igual a 4. Este factor se calculó teóricamente, si bien, en la práctica disminuye algunas décimas.

En la segunda configuración (véase la Figura 8.3) se obtiene a la salida del circuito una señal senoidal, igual que la señal de entrada, pero a ésta se le añade un nivel de offset. El nivel de offset que se obtiene es de valor similar al de la salida que

se obtiene con la primera configuración. Sin embargo el nivel máximo de esta señal es mayor, ya que éste es igual al valor máximo de pico de la señal de entrada más el nivel de offset.

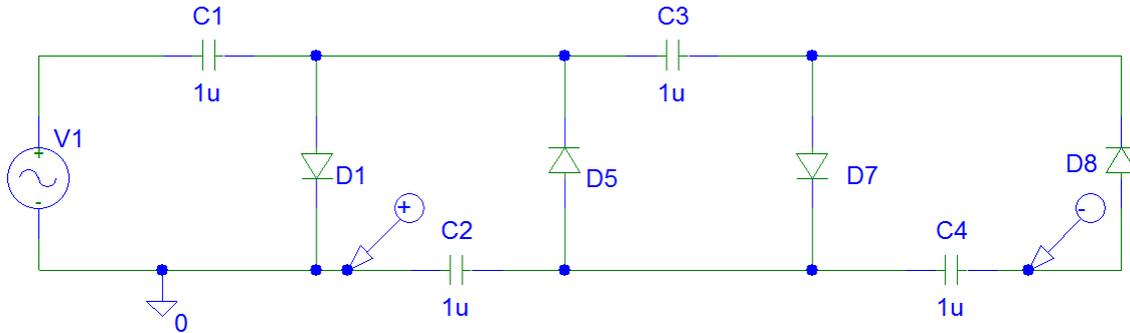


Figura 8.2 Primera configuración, salida un nivel de tensión continua.

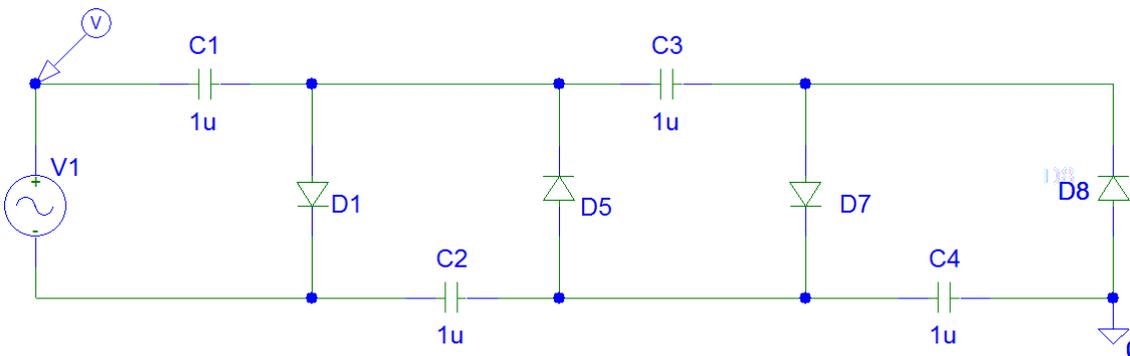


Figura 8.3 Segunda configuración, la salida es una señal senoidal con un nivel de offset.

Una vez presentadas las dos configuraciones que van a determinar la diferencia entre los tiempos de activación de la salida del módulo EH300, se pasará a explicar como se ha llevado a cabo el estudio en el laboratorio.

## 8.2 Estudio final en el laboratorio

La decisión sobre cuál de las dos configuraciones anteriores se adapta más a las necesidades de nuestro Proyecto se determinará a partir de un experimento llevado a cabo en el laboratorio. La metodología de trabajo para este experimento se puede explicar a partir de la Figura 8.4. En primer lugar, se colocará un altavoz conectado directamente al generador de señal disponible en el laboratorio. El altavoz servirá para generar los tonos con las distintas señales ya conocidas y mencionadas en capítulos anteriores. Es decir, se generarán distintos tonos a partir tanto de señales cuadradas como de señales senoidales. Los tonos generados serán la señal de entrada a nuestro sistema, es decir, será la señal que capta el transductor y la transforma en energía eléctrica a partir de la energía sonora. Posteriormente la señal eléctrica obtenida pasará por el bloque acondicionador de señal. A la salida de éste se puede obtener una señal u otra en función de la configuración que se haya escogido para el conversor AC/DC. Puede existir la posibilidad de que al sistema de almacenamiento, constituido por el módulo EH300, tenga como señal de entrada la salida de la primera configuración o de la segunda.

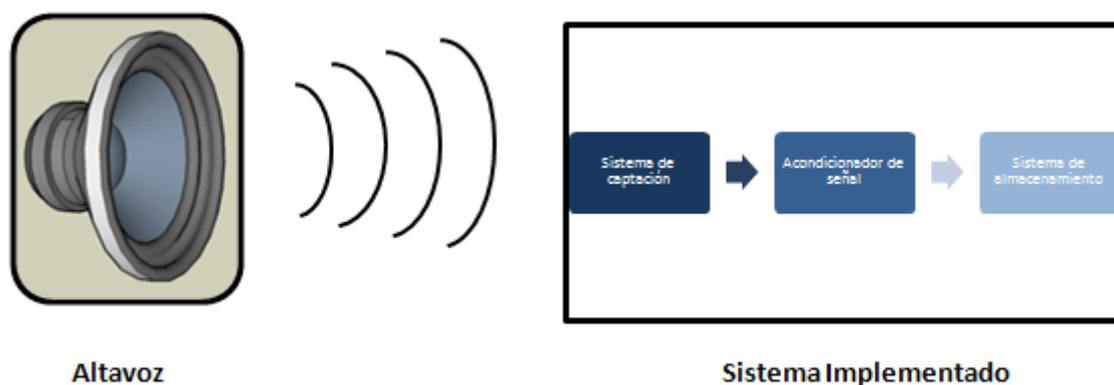


Figura 8.4 Esquema del estudio final.

Con el fin de estudiar todas las posibilidades, en el siguiente apartado se pueden ver las diferentes consideraciones que se han tenido en cuenta para realizar las medidas del tiempo de activación de la salida del EH300.

### 8.3 Análisis de resultados

Como ya se explicó en el Capítulo 5, la frecuencia de 380Hz es la frecuencia a la cual se genera un tono de mayor nivel de presión sonora. Por consiguiente, se consideró ésta como la frecuencia óptima de trabajo. Las señales con las cuales se generarán los tonos que serán captados por el transductor electroacústico serán de una frecuencia de 380 Hz y en el generador de señal se fijará la amplitud máxima. La distancia entre el altavoz generador y el receptor (transductor electroacústico) será variable a lo largo del experimento. De esta manera el SPL que incide en el receptor variará en función de esta distancia, como se verá posteriormente.

En la Tabla 8.1 se pueden ver los resultados del experimento realizado. Para cada tipo de señal se midió el valor de tensión de la señal captada por el elemento transductor, una vez convertida a señal eléctrica ( $V_{in}$ ). En segundo lugar se puede apreciar el SPL, en dB, incidente en el altavoz receptor (transductor). Por último, se puede observar el tiempo (en minutos' y segundos") que tarda en activarse la señal de salida del EH300, en función del tipo de configuración que se tenga en el conversor AC/DC.

D(cm)	Señal cuadrada				Señal senoidal			
	Vin(mVpp)	dB	Tiempo 1ºconfig	Tiempo 2ºconfig	Vin(Vpp)	dB	Tiempo 1ºconfig	Tiempo 2ºconfig
1	1140	120,4	1'	1'12''	984	117,6	1'11''	1'24''
2	872	117,2	1'24''	1'39''	752	114,6	1'44''	1'59''
3	736	116,3	1'46''	2'4''	624	113,7	2'12''	2'32''
4	520	113,4	2'57''	3'23''	440	110,9	3'58''	4'22''
5	336	110,4	7'17''	7'24''	280	107,5	14'10''	12'04''

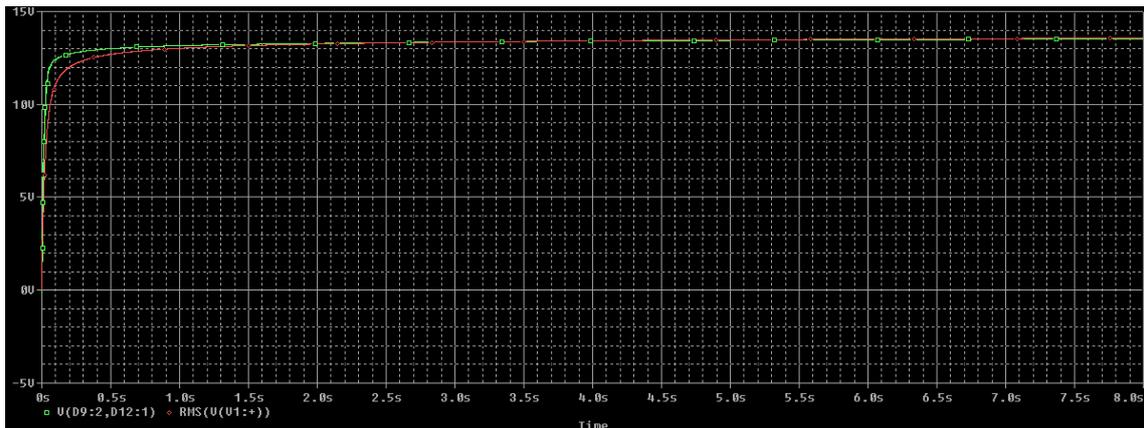
Tabla 8.1 Resultados finales.

A continuación se explicarán las conclusiones sacadas a partir del estudio de los resultados obtenidos en la tabla anterior.

## 8.4 Conclusiones

A continuación se analizarán los resultados obtenidos tras el experimento anteriormente mencionado. En la Tabla 8.1 se muestra el tiempo de activación del dispositivo EH300 en función de la configuración elegida para el multiplicador, en cada uno de los casos. Recordemos que, la primera configuración es aquella que proporciona a su salida un nivel de tensión continua, mientras que la segunda configuración nos da la señal senoidal aplicada a la entrada del multiplicador, con un nivel de *offset* añadido.

Se puede comprobar que los tiempos de activación de la salida del módulo EH300 son similares para una y otra configuración. Esto se debe a que el valor efectivo de las señales de salida para las dos configuraciones posibles del multiplicador es similar. Esta afirmación se refleja en la imagen de la Figura 8.5, en la que se muestra el valor efectivo de la señal de salida de la segunda configuración, frente al valor de tensión de salida de la primera configuración, para una misma señal de entrada. Para ambos casos el valor de la señal de entrada al multiplicador es de 7,12 Vpp, el cual se obtiene a la salida del transformador para una señal de entrada al mismo de 0,5 Vpp que corresponde a un SPL de entrada al sistema de 113,4 dB. Se puede comprobar que ambas líneas son prácticamente coincidentes.



**Figura 8.5** Valor efectivo de la señal de salida del multiplicador para ambas configuraciones.

Cabe mencionar que las condiciones con las que se trabajó a lo largo de este Proyecto eran limitadas. Es decir, los tonos generados estaban condicionados a los valores que éramos capaces de fijar en el generador de señales. Por consiguiente el rango de tensiones de entrada al dispositivo que se podían obtener estaba limitado.

Aun así se puede decir que nuestro sistema final es apto para funcionar en ambientes ruidosos, como por ejemplo fábricas. Si el dispositivo a su vez se coloca en un lugar en el cual se pueda aprovechar algún tipo de vibración, se puede suponer que beneficiaría a la hora de aprovechar la energía. En tal caso serían necesarios otro tipo de pruebas para afirmar esta hipótesis, ya que al mencionar esto estamos suponiendo que la membrana del altavoz aprovechará las vibraciones a las que se encuentre sometido el dispositivo.

Con todo esto, se puede decir que el objetivo que se buscaba con este Proyecto Fin de Carrera ha sido completado al conseguir activar la línea de salida del EH300 a partir de una fuente de energía residual tal y como es el sonido.

## **8.5 Ejemplo de aplicación**

En el esquema de la Figura 8.6 se puede ver un ejemplo de aplicación. Este ejemplo contendrá el sistema de captación de energía y el de almacenamiento, el cual alimentará a un sistema que capta datos a partir de un sensor y a su vez envía dichos datos a un elemento receptor.

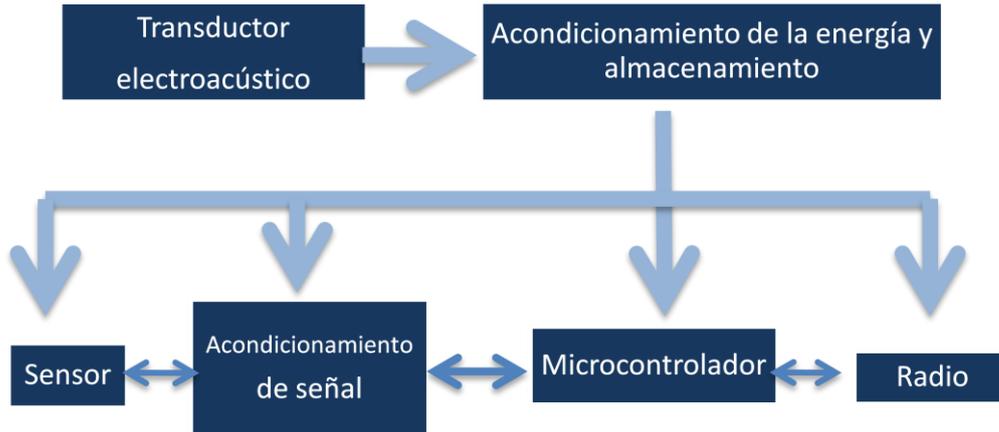


Figura 8.6 Esquema de una aplicación real.

Para esta aplicación se utilizará la energía recolectada para enviar los datos captados por el sensor a un receptor. Se ha utilizado el microcontrolador *Atmel 128L* [35] y como radio el modelo *CC2420* de la empresa *Texas Instruments* [36], que utiliza el protocolo 802.15.4. El bloque de acondicionamiento de señal está compuesto por un circuito de polarización y de ganancia. El diseño también utilizará el conversor analógico – digital de 10bits del *Atmel 128L*.

Una vez vistos los bloques que interactuarán para este ejemplo se pasará a realizar un estudio del consumo total de potencia del sistema.

Elemento	Tensión (V)	Corriente (A)	Tiempo (s)	Energía (J)
Sensor y circuito de polarización	5	175 $\mu$	1,2	1,05 m
Convertor A/D	3	250 $\mu$	1,2	0,9 m
Microcontrolador (inactivo)	3	30 $\mu$	1	90 $\mu$
Microcontrolador (activo)	3	8 m	0,5	12 m
Radio	3	20 m	0,1	6 m
<b>Total</b>	<b>20,04 mJ</b>			

**Tabla 8.2** Tabla de consumo del sistema.

Con los datos obtenidos en la Tabla 8.2 se puede ver que el sistema necesita aproximadamente unos 20 mJ para su correcto funcionamiento. Por consiguiente recurriendo a los datos de la Tabla 4.1, se puede comprobar que la energía que puede suministrar el módulo EH300 es de 4,6 mJ, por consiguiente no sería suficiente para este sistema. Por el contrario, el módulo EH300A puede suministrar hasta 30 mJ, luego sí sería posible el funcionamiento del sistema.

Otro de los estudios realizados se hizo con el fin de comprobar si en el Campus Universitario de Tafira es viable la colocación de nuestro dispositivo. Con este fin se analizó el Proyecto Fin de Carrera, “Estudio del impacto acústico en el Campus Universitario de Tafira” [37]. Este documento, como su propio nombre indica, trata sobre el impacto acústico ocasionado en el Campus Universitario de Tafira, causado éste principalmente por el tráfico rodado. El proyecto fue desarrollado en seis estaciones diferentes de trabajo, y en tres franjas horarias determinadas. En la siguiente tabla se muestran los niveles máximos de presión sonora que se midieron en cada una de las estaciones en las diferentes franjas horarias.

Estación	Niveles medidos en distintas franjas horarias (dB)		
	Mañana (09:00)	Tarde (17:00)	Noche (21:00)
Aparcamiento frente al edificio de usos múltiples	87,4	88,2	87,9
Rotonda de la entrada este	91,6	88,8	83,4
Facultad de ciencias jurídicas	<b>90,9</b>	88,8	89,0
Aparcamiento de tierra junto a la Biblioteca General	87,9	86,6	85,6
Arquitectura	88,3	89,1	89,3
Rotonda de Telecomunicaciones	90,2	87,5	86,6

**Tabla 8.3** Niveles sonoros en el Campus Universitario de Tafira.

Como se puede comprobar en la Tabla 8.1, los niveles sonoros mínimos necesarios para la activación de la salida de nuestro dispositivo se encuentran a partir de los 107,5 dB. Este nivel sonoro es logrado con un tono generado a partir de una señal senoidal de frecuencia 380 Hz y amplitud 20 Vpp, y con una distancia entre altavoces de 6 cm. Por consiguiente, se puede afirmar que los niveles de presión sonora causados por el tráfico rodado no son suficientes para activar la salida de nuestro dispositivo.

## 8.6 Líneas futuras

En cuanto a las líneas futuras que se pueden fijar para este proyecto son las siguientes:

- En primer lugar, realizar el estudio para otros niveles de ruido, que no pudieron ser generados en el laboratorio.

- Desarrollar una placa PCB (del inglés *Printed Circuit Board*), en la que se pueda integrar todo nuestro sistema. Esto no se pudo realizar a lo largo del periodo de ejecución de este Proyecto, ya que se probaron muchas configuraciones diferentes y era necesario estar cambiando continuamente la disposición de los elementos, así como los mismos elementos. Por tanto se optó por el diseño en *protoboard*.

- Comprobar la suposición de que, en función del lugar donde se coloque el sistema final, el aprovechamiento de la energía mecánica ocasionada por vibraciones puede beneficiar a nuestro sistema.

- Otra de las posibles líneas futuras de este Proyecto Fin de Carrera es la opción de la miniaturización de los diferentes elementos que componen nuestro sistema. Tanto del altavoz, como del transformador o del circuito multiplicador/rectificador.

- En cuanto a la miniaturización del altavoz, se puede optar por diferentes opciones. En primer lugar, se puede buscar otro tipo de altavoz con diferentes características de las que posee el utilizado. Por el contrario, también se podría estudiar algún tipo de micrófono de reducido tamaño y que no necesite alimentación externa. Estos micrófonos pueden ser los siguientes:

	B&K 4135 [38]	Kulite MIC 062 [39]	SiSonic [40]
Ancho de Banda	4Hz – 100KHz	DC – 125KHz	30Hz – 10KHz
Ruido de fondo	~ 5dB	100dBA	37dBA
SPL máximo (10%)	~ 172dB	194dB	~124dB
Tamaño	6,35mm	1,57mm	3,75mm x 4,75mm
Tipo	Capacitivo	Piezoeléctrico	Capacitivo

**Tabla 8.4** Posibles micrófonos utilizables

El consumo de los micrófonos citados anteriormente es muy bajo en el caso de los micrófonos capacitivos, por consiguiente, se tendría que realizar un estudio para ver si su uso es posible.

- Otro de los elementos de nuestro sistema el cual puede sufrir una modificación en cuanto a su tamaño es el transformador. Existen transformadores diseñados especialmente para su implementación en circuitos impresos, los cuales poseen, aproximadamente, las mismas características que el transformador que se ha utilizado. Recordemos que el transformador empleado es el modelo *C210* de la empresa *CORVISA* [30]. Existen transformadores diseñados específicamente para su utilización en PCBs, como por ejemplo los distribuidos por la empresa *BLOCK Transformatoren-Elektronik GmbH* [41], los cuales se pueden ver en la siguiente figura.



Figura 8.7 Transformadores para PCB.

◦ Otra opción la proporcionan algunas empresas dando la oportunidad de realizar el diseño del transformador a medida. Es decir, realizar una petición con las características de nuestro transformador. De este modo se podrá miniaturizar en la medida de lo posible el dispositivo, pudiendo llegar a alcanzar las dimensiones mostradas en la siguiente figura. Un ejemplo de este tipo de empresa es *Roqmo, SL* [42].

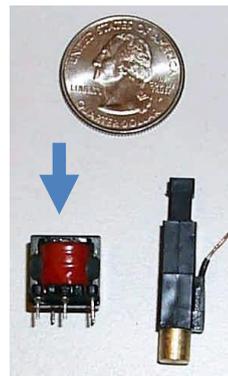


Figura 8.8 Transformador miniaturizado.

Otra de las medidas que se puede tomar con respecto al transformador es la de eliminarlo de nuestro sistema. Se puede proceder a la sustitución de éste por algún

tipo de circuito que sea capaz de multiplicar la tensión de entrada a nuestro dispositivo.

Otro de los posibles cambios dentro del sistema ya implementado podría ser el del conversor AC/DC. Tras un trabajo realizado por un grupo de investigadores de la Universidad de *Freiburg*, en Alemania [43]. En dicho documento se presenta un conversor AC/DC activo totalmente integrado para aplicaciones *Energy Harvesting*, se vio la opción de cambiar nuestro conversor AC/DC por uno integrado por transistores CMOS. En el caso del trabajo mencionado anteriormente, éste dispone de dos etapas, una activa y otra pasiva. La parte pasiva es la primera de las etapas de este circuito y es la encargada de rectificar la onda de entrada, es decir, convertir los semiciclos negativos en positivos. Y la segunda parte es la activa, la cual se alimentaría de la energía recolectada del medio, y su función es la de controlar la dirección de la corriente mediante el bloqueo del flujo de corriente inverso.

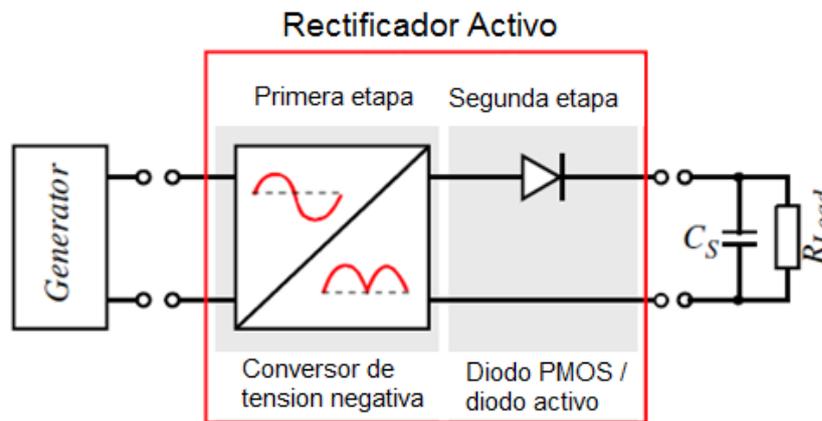
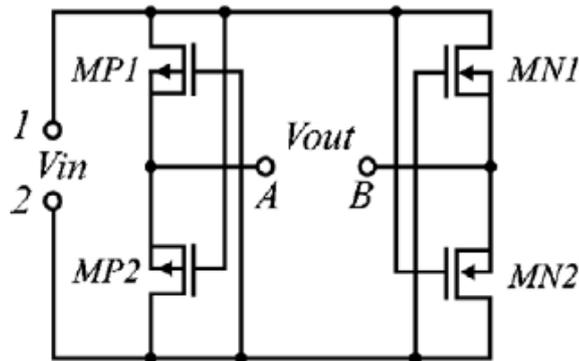


Figura 8.9 Esquema del conversor AC/DC.

La forma de implementar la primera de las etapas a partir de transistores CMOS sería la mostrada en la Figura 8.10. Gracias al uso de esta configuración, las pérdidas de tensión debidas a los dispositivos activos son mínimas.



**Figura 8.10** Rectificador de onda completa a partir de transistores CMOS.

Con esto, quedan definidas las posibles líneas futuras a aplicar en este Proyecto Fin de Carrera.

## Presupuesto

Una vez terminado el estudio de nuestro sistema y comprobado su funcionamiento en el laboratorio, se realizará el estudio del presupuesto.

### 9.1 Baremos utilizados

El cálculo del presupuesto de este proyecto se ha seguido según la “Propuesta de baremos orientativos para el cálculo de honorarios”, establecida por el Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación (COITT) a partir de 1-01-2006[44].

La propuesta citada anteriormente establece que para “Trabajos tarifados por tiempo empleado” se aplique:

$$H = H_n * 72 + H_e * 93$$

Donde:

H = Honorarios a percibir.

H<sub>n</sub> = Horas contabilizadas en jornada normal.

H<sub>e</sub> = Horas contabilizadas fuera de jornada normal de trabajo.

Los honorarios obtenidos a partir de la aplicación de la clave “H” serán reducidos a medida que aumente el número de horas trabajadas. Los honorarios serán multiplicados por unos coeficientes reductores en función del número de horas, estos coeficientes se muestran en la siguiente tabla.

HORAS			COEFICIENTE
Hasta	36 horas		C=1
Exceso de	36 horas	hasta 72 horas	C=0,9
Exceso de	72 horas	hasta 108 horas	C=0,8
Exceso de	108 horas	hasta 144 horas	C=0,7
Exceso de	144 horas	hasta 180 horas	C=0,65
Exceso de	180 horas	hasta 360 horas	C=0,60
Exceso de	360 horas	hasta 510 horas	C=0,55
Exceso de	510 horas	hasta 720 horas	C=0,50
Exceso de	720 horas	hasta 1.080 horas	C=0,45
Exceso de	1.080 horas		C=0,40

**Tabla 9.1** Coeficientes reductores.

## 9.2 Cálculo del presupuesto

### 9.2.1 Costes debidos a recursos humanos

Este coste es el producto por el personal empleado para el mantenimiento de las herramientas y las estructuras necesarias. Este personal está formado por dos técnicos a tiempo completo para un total de cien usuarios.

Descripción	Gastos
2 técnicos a tiempo completo.	36.060,73 €/año
Proporción suponiendo 100 usuarios	360,61 €/año-usuario
<b>Total (7 meses)</b>	<b>209,15 €</b>

**Tabla 9.2** Coste debido a recursos humanos.

### 9.2.2 Costes de ingeniería

En este apartado se incluyen los honorarios a percibir por el ingeniero técnico en el desarrollo del proyecto en función de las horas de trabajo que se ha empleado en la realización del mismo.

Particularizando para el proyecto que aquí se dispone, en la Tabla 9.3 se establecen unos valores indicativos del tiempo parcial empleado en cada fase del mismo.

Descripción	Horas empleadas
Búsqueda y estudio de la documentación	300
Estudio de las herramientas software a utilizar	80
Estudio de las diferentes partes del circuito	200
Diseño y experimentación sobre el circuito	400
Realización de la memoria	260
<b>Total</b>	<b>1240</b>

**Tabla 9.3** Tiempo empleado.

En definitiva, se necesitaron un total de 1.240 horas para la realización de este proyecto, consideradas en su totalidad del tipo de jornada normal, con lo que el cálculo de “H” resulta:

$$H = 1240 * 72 + 0 * 93 = 89.280$$

Aplicando los coeficientes correctivos del COITT, a los tramos correspondientes resultan unos honorarios de:

$$H = 89.280 * 0,40 = 35.712€$$

### 9.2.3 Costes de amortización de los equipos informáticos y herramientas software utilizadas.

A continuación tanto en la Tabla 9.4 como en la Tabla 9.5 se detallan los costes relacionados a la utilización de equipos y herramientas software, empleados en la elaboración del presente proyecto. Los costes están divididos entre el número de usuarios que acceden a ellos los cuales se han estimado en un número de 50.

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Coste anual (€)		Total (€)
		Total	Usuario	
LabVIEW	8	2.599	51,98	34,65
Origin 8.1	8	950	19	10
Paquete office 2008	8	485,66	9,71	6,5
<b>COSTES DE HERRAMIENTAS DE SOFTWARE</b>	<b>TOTAL</b>			<b>51,15 €</b>

**Tabla 9.4** Costes debidos a la utilización de herramientas software.

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Coste anual (€)		Total (€)
		Total	Usuario	
Impresora Hewlett Packard Laserjet 4L Amortización 3 años	8	360	7,20	4,8
Ordenador Personal Pentium III 1GHz Amortización 3 años	8	411	8,22	5,48
Ordenador Portátil 2,4GHz Amortización 3 años	8	578,22	11,56	7,7
<b>COSTES DE EQUIPOS INFORMÁTICOS</b>	<b>TOTAL</b>			<b>18 €</b>

Tabla 9.5 Costes debidos a la utilización de equipos informáticos.

#### 9.2.4 Costes de medidas

En este apartado se realizará un análisis económico de los gastos derivados del uso del laboratorio para la medida de los circuitos. Para la elaboración del estudio se ha tenido en cuenta que el laboratorio está siendo utilizado por una media de 10 personas a lo largo del año y la amortización de los equipos es a 10 años. Por otro lado al material fungible de laboratorio tales como cables, sondas, etc... se le ha puesto un periodo de amortización de 3 años.

Descripción	Tiempo de uso (meses)	Coste anual (€)		Total (€)
		Total	Usuario	
Generador de funciones Agilent 33220A Amortización 10 años	8	1.295	25,9	13
Multímetro digital Tektronix TDS 210 Amortización 10 años	8	551,9	10,03	7,35
Sonómetro Cesva SC-15 Amortización 10 años Mantenimiento	8	1.165,49	23,3	15,5
Trípode	8	140	2,8	1,9
Material fungible del laboratorio	8	50	1	0,6
<b>COSTES DE MEDIDAS</b>		<b>TOTAL</b>		<b>38,35 €</b>

Tabla 9.6 Costes de medida.

### 9.2.5 Otros costes

En este apartado se incluyen los costes debidos al uso de Internet, material fungible y la elaboración del documento final.

Descripción	Nº de unidades	Coste unidad	Total (€)
Horas de uso de internet.	300	1,2€/hora	360
Paquetes papel DIN_A4 80gr/m <sup>2</sup>	3	4,55€	13,65
Fotocopias	800	0,04€	32
Otros gastos			100
<b>OTROS COSTES</b>	<b>TOTAL</b>		<b>505,65 €</b>

Tabla 9.7 Otros costes

### 9.3 Presupuesto total

Para finalizar en la siguiente tabla se recoge el coste total del proyecto en función de los costes parciales comentados en las secciones anteriores.

Costes	Total (€)
Costes de recursos humanos	209,15
Costes de herramientas software	51,15
Costes de ingeniería	35.712
Costes de equipos informáticos	18
Costes de medidas	38,35
Otros costes	505,65
<b>Subtotal</b>	<b>36.534,3</b>
<b>IGIC (5%)</b>	<b>1.826,7</b>
<b>PRESUPUESTO TOTAL</b>	<b>38.361€</b>

Tabla 9.8 Presupuesto total.

Dña. Elisa Elías González que el proyecto “Diseño de un sistema de captación de energía residual basado en el acondicionador EH300 de la empresa Advanced Lineal Devices” asciende a un total de treinta y ocho mil trescientos sesenta y un euros.

Fdo: Elisa Elías González

DNI:78559638X

Las Palmas de Gran Canaria a      de      de 2010



## Referencias

- [1] Joseph A. Paradiso; Thad Starner, “Energy Scavenging for Mobile and Wíreles Electronics”, Georgia Institute of Technology. IEEE’04
  
- [2] Committee on Electric Power for the Dismounted Soldier, National Research Council, “*Energy-Efficient Technologies for the Dismounted Soldier*”, ISBN: 0-309-59127-9. NATIONAL ACADEMY PRESS, Washington, D.C. 1997
  
- [3] <http://www.hybridynepower.ca/>
  
- [4] Ilustración extraída de <http://www.seikowatches.com/corporate>. Sept. 2005

- [5] <http://www.botanical-online.com/ruidosalud.htm>
  
- [6] Shad Roundy, P. Wright, and J. Rabaey, "A Study of Low Level Vibrations as a Power Source for Wireless Sensor Nodes", Journal of Computer Communications, Vol. 26, pp. 1131-1144, July 2003.
  
- [7] M. Stordeur, I. Stark, "Low Power Thermoelectric Generator – Self sufficient Energy supply for micro systems", 16th International Conference on Thermoelectrics, p. 575-577, 1997.
  
- [8] T. Starner, "Human-powered Wearable Computing" IBM Systems Journal, Vol. 35. No. 3-4, 1996.
  
- [9] <http://www.aldinc.com/>
  
- [10] <http://www.ni.com/labview/>
  
- [11] F. Liu, A. Phipps, S. Horowitz, K. Ngo, L. Cattafesta, T. Nishida, M. Sheplak, "Acoustic Energy Harvesting Using an Electromechanical Helmholtz Resonator", The Journal of Acoustical Society of America, vol. 123, issue 4, p. 1983 - 1990, April 2008

- [12] A. Philips, F. Liu, L. Cattafesta, M. Sheplak, T. Nishida, "Demonstration of a Wireless, Self\_Powered, Electroacoustic Liner System", The Journal of Acoustical Society of America, vol. 125, issue 2, p. 873 – 881, February 2009.
- [13] R. J. Taylor, "Optimization of a Discontinuous Conduction Mode Flayback for Acoustical Energy Harvesting", University of Florida, 2004.
- [14] S. Priya, D. J. Inman, "Energy Harvesting Technologies", ed. Springer, Cap. 18, p. 459, 2008.
- [15] F.Lui, S. B. Horowitz T. Nishida, L. Cattafesta, and M. Sheplak, "A multiple degree of freedom electromechanical Helmholtz resonator", J. Acoust. Soc. Am. 122, 290-301 (2007)
- [16] R. E. Motesinger and R. E. Kraft, "Design and performance of ducts acoustic treatment", in Aeroacoustics of Flight Vehicles: Theory and Practice Volume 2, edited by H. H. Hubbard (Acoustical Society of America, New York, 1995), pp. 165-206.
- [17] The ZigBee Alliance, "ZigBee Specification", Documento. 053453r17ZB, Diciembre de 2007. Disponible en [www.ZigBee.org](http://www.ZigBee.org).
- [18] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, S. Hamid Nawad. "Señales y Sistemas", Prentice Hall Hispano Americana, S. A., 1998

- [19] <http://jesubrik.eresmas.com/microfonos.htm>
- [20] M.A. Saposhkov, "Electroacústica", Reverté, s.a., 1983
- [21] <http://www.ispmusica.com/articulo.asp?id=765>
- [22] <http://www.educa.madrid.org/web/cifp.joseluisgarci.alcobendas/encis/?p=335>
- [23] N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins. Power electronics : converters, applications, and design. John Wiley & Sons, 3 edition, 2003.
- [24] M.H. Rashid. Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones. Pearson Educación, 3 edition, 2004.
- [25] S. Martínez and J.A. Gualda. Electrónica de potencia componentes, topologías y equipos. Thomson, 1 edition, 2006.
- [26] D.W. Hart. Electrónica de potencia. Prentice-Hall, 1 edition, 1997.
- [27] <http://www.originlab.com/>
- [28] Grupo de investigación Crealab, Universidad de Cádiz, UCA (doc Transf)
- [29] Referencia a transformadores.

- [30] <http://www.crovisa.com/espanol/cnv12.htm>
- [31] [http://www.redeweb.com/\\_txt/646/76.pdf](http://www.redeweb.com/_txt/646/76.pdf) [www.fluke.es](http://www.fluke.es)
- [32] Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky, "Electrónica: Teoría de circuitos", Prentice Hall, 1997, Sexta edición.
- [33] [http://www.cadence.com/products/orcad/pspice\\_simulation/pages/default.aspx](http://www.cadence.com/products/orcad/pspice_simulation/pages/default.aspx)
- [34] [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/MBR1100-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MBR1100-D.PDF)
- [35] [www.atmel.com](http://www.atmel.com)
- [36] [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [37] Sergio Cabrera Oria, "Estudio del impacto acústico en el campus universitario de tafira, universidad de Las Palmas de Gran Canara", Feb, 2008
- [38] [http://www.acoustics.hut.fi/teaching/S-89.3330/homework\\_files/Bp0100.pdf](http://www.acoustics.hut.fi/teaching/S-89.3330/homework_files/Bp0100.pdf)
- [39] [http://www.kulitesensors.com.cn/pdf\\_Data\\_Sheets/Mic.pdf](http://www.kulitesensors.com.cn/pdf_Data_Sheets/Mic.pdf)
- [40] [http://www.knowles.com/search/product.htm?x\\_sub\\_cat\\_id=3](http://www.knowles.com/search/product.htm?x_sub_cat_id=3)

- [41] [http://www.block-trafo.de/de\\_DE/home/](http://www.block-trafo.de/de_DE/home/)
- [42] <http://www.roqmo.com/empresa.htm>
- [43] Christian Peters, Dirk Spreemann, Mauritis Ortmanns and Yiannos Manoli, "A CMOS integrated voltage and power efficient AC/DC converter for Energy Harvesting applications", International Workshop on Micro and Nanotechnologies for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS2007) No7, Freiburg, ALLEMAGNE (27/11/2007) 2008, vol. 18, no10, [Note(s): 104005.1-104005.9] (21 ref.)
- [44] <http://www.coitt.es/>